TV
l'antenna
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III
Anno XXVI - Dicembre 1954
NUMERO
12
LIRE 250

Stonature

Nulla di più stonato ed inopportuno del recente aumento del canone radiotelevisivo escogitato dal Governo, fra numerosi altri aggravi fiscali, pel reperimento dei fondi destinati ai noti miglioramenti economici degli impiegati statali.

La situazione della TV in Italia è molto delicata: è ancora una neonata, e se anche ha già riscosso molti consensi, non bisogna dimenticare che ha solo un anno di vita ufficiale e tutti gli inizi sono sempre difficili.

Gli abbonati alla TV sono circa 70.000, — cifra ancora esigua se la si paragona ai quasi 4 milioni di abbonati inglesi ed ai 34 milioni di televisori americani.

Particolarmente esigua poi se la si confronta con l'ultimo incremento mensile di teleabbonati inglesi che è stato di 140.000 unità: pensate, in un solo mese il doppio dei nostri abbonati di un anno! E senza volersi addossare l'impossibile compito di voler dare una spiegazione a tale constatazione, occorre però riconoscere che almeno qualche motivo c'è e negativo nei nostri rispetti.

Anzitutto la nostra TV era già la più costosa di tutto il mondo: di fronte alle 3 sterline (circa 5000 lire) del canone inglese le nostre 15.000 lire erano già piuttosto esagerate. Figuriamoci ora con i ventilati aumenti.

Comunque se tali provvedimenti fossero stati presi in un momento in cui lo sviluppo della TV avesse già raggiunto una certa consistenza, ebbene «pazienza» si sarebbe detto, «il peso è notevole, ma si farà ogni sforzo per sopportarlo».

Nel momento attuale invece, in cui la TV si sta facendo le ossa e sta muovendo i primi passi, un provvedimento del genere oltre che essere assurdo e deleterio è anche controproducente perchè proprio la stessa R.A.I., cioè I.R.I., cioè Stato, sarà la prima ad accusare la inevitabile reazione del pubblico e a portarne le conseguenze.

Infatti già stanno affluendo alla R.A.I. numerose disdette di abbonamenti e le vendite dei televisori hanno già subito un contraccolpo.

Presto sarà la volta dell'industria radioelettrica ad accusare il colpo, proprio nel momento critico del suo assestamento dopo un promettente avvio.

Purtroppo i nostri Governanti hanno dimostrato di non essersi affatto resi conto dell'attuale impostazione della TV sul piano sociale internazionale.

«La televisione non è un lusso, bensì una necessità moderna», è lo «slogan» che diffuso in Inghilterra dalla B.B.C. ed appoggiato dal Governo con numerose provvidenze e facilitazioni ha fatto salite il numero degli abbonati alle cifre accennate prima, con un incremento formidabile dell'attività produttiva dell'Industria Radioelettrica che è ora una delle più floride fra le industrie britanniche.

Da noi invece, la TV è considerata dai nostri governanti una cosa superflua, non necessaria: si ignora completamente quale livello di sviluppo e quale influenza sociale essa ha raggiunto all'estero ed anzichè favorire una rapida e larga diffusione popolare le si tagliano le gambe con assurde ed inaudite imposizioni di balzelli cervellotici.

Proprio in questo momento la nostra TV aveva bisogno di grandi facilitazioni per superare lo sforzo iniziale di affermazione e consolidamento; se mai era da augurarsi un provvedimento tendente a ridurre il canone o per lo meno ad «abbuonarlo», per il primo anno ai nuovi abbonati. Ed aveva pure bisogno di uno sforzo da parte della R.A.I. per l'aumento delle ore quotidiane del programma ed il potenziamento e miglioramento complessivo del già (occorre riconoscerlo) buono attuale programma. Esattamente come si verifica in Inghilterra, Paese veramente democratico sotto tutti i profili, Paese che nonostante lo «standard» di vita superiore al nostro, dedica cure e facilitazioni per la riduzione del costo della TV (programmi e televisori); e giunge al punto, pur di dare al pubblico i vantaggi di un programma televisivo multiplo, di sconfessare e sopprimere quel principio di monopolio della B.B.C. tanto gelosamente difeso sino ad oggi, concedendo licenze di trasmissioni TV a nuove Società per l'emissione di programmi commerciali a sfondo pubblicitario.

Ecco perchè in un solo mese si sono avuti 140.000 nuovi abbonati TV in Inghilterra, mentre da noi oggi piovono le disdette, gustificabile reazione ad un trattamento assurdo ed immeritato alla sfortunata ed incompresa televisione italiana.

Ma esaurito questo prorompente quanto giustificato sfogo occorre però considerare ed affrontare con mente fredda la nuova situazione che si è venuta creando nella TV italiana.

*A mio avviso, l'unico corrispettivo che si può offrire al pubblico a compenso della maggiorazione del canone **è un deciso miglioramento e potenziamento dei programmi da parte della R.A.I.***

Ciò servirà ad addolcire la pillola amara.

Inoltre sempre nell'intento di creare potenzialmente molti altri nuovi abbonati, è necessario estendere le aree servite dalla TV seguendo un criterio che ha già dato e sta dando tutt'ora buona prova in America ed in Germania.

Voglio alludere alla installazione di numerosi (qualche centinaio almeno) piccoli trasmettitori ripetitori satelliti che sistemati in località elevata di buona ricezione ritrasmettano il programma a centri abitati vicini che si trovano in zona d'ombra mal servita. Sarà così possibile raddoppiare praticamente l'attuale numero potenziale di telespettatori ricuperando largamente lo svantaggio creato dall'inconsulto attuale aumento del canone d'abbonamento.

A. BANFI

Amplificatori d'Ingresso a Basso

Dopo un'impostazione qualitativa del problema, mediante la quale si mostra che il circuito « cascode » è quello che meglio soddisfa l'esigenza di un basso fattore di rumore, si esamina in dettaglio detto circuito, traendone tutte le conclusioni e relazioni quantitative necessarie alla progettazione. Segue un dettagliato esempio di calcolo, nonchè notizie sui tubi da usare in siffatti circuiti. Infine un'ampia analisi di alcune delicate questioni teoriche, precedentemente solo accennate, completa il lavoro.

1. PREMESSA

In varie apparecchiature elettroniche riceventi si presenta la necessità di ottenere il miglior rapporto possibile segnale/disturbo all'uscita, allo scopo di evitare che il disturbo, casuale ed indesiderato, renda difficile la percezione del segnale utile. Apparecchiature tipiche in cui questa necessità è particolarmente sentita sono, tra le tante, i radar, i ricevitori per TV e i ponti radio.

Il segnale captato da una apparecchiatura ricevente dipende da vari fattori, fra i quali la potenza dell'emittente, la distanza emittente-ricevitore, l'area efficace dell'antenna ricevente, il guadagno dell'antenna trasmittente, la frequenza dell'emittente ecc. Nel caso di un telericevitore, allo scopo di aumentare il segnale ricevuto, possiamo agire sull'area efficace dell'antenna, nonchè sull'adattamento antenna-linea di discesa e linea di discesa-ricevitore ed infine sull'orientamento e sull'altezza dal suolo dell'antenna stessa. Per note ragioni si giunge però rapidamente a dei limiti oltre i quali non è praticamente possibile aumentare ulteriormente il segnale ricevuto. Nel caso di un radar è ancora possibile aumentarne la portata aumentando la potenza irradiata, ma anche questa via conduce presto a delle limitazioni di ordine pratico in quanto, com'è noto, la portata varia appena con la radice quarta della potenza irradiata. Di conseguenza il segnale all'ingresso di un'apparecchiatura non potrà essere ricevuto oltre un certo livello ed andrà successivamente amplificato all'interno dell'apparecchiatura stessa fino al livello desiderato. Il rumore, che si accompagna al segnale, è in parte captato dall'antenna (disturbi atmosferici, d'origine interstellare, segnali interferenti dovuti ad altre emittenti, campi parassiti dovuti ad organi elettrici caratterizzati da scariche intermittenti ecc.) e tale aliquota può in alcun modo essere attenuata, ed in parte generato all'interno dell'apparecchiatura, essenzialmente per effetto termico nelle resistenze ed effetto granulare nei tubi elettronici, frazione che cercheremo, per quanto è possibile, di limitare.

Nei ricevitori per TV non è possibile attenuare il rumore di agitazione termica dovuto alla resistenza di radiazione dell'antenna, nonchè alle resistenze della linea di discesa e dei dispositivi di adattamento, ma, giungendo all'amplificatore di alta frequenza, è utile che questo presenti caratteristiche tecniche tali, che, amplificando il segnale e la frazione di rumore già introdotta, introduca, da parte sua, il minor rumore possibile, talchè il rapporto segnale/disturbo peggiori solo leggermente e, aumentando il livello delle due grandezze, risulti praticamente trascurabile il rumore che introduce il resto dell'apparecchiatura. Nei radar generalmente si rinuncia all'amplificazione ad alta frequenza e quindi siffatte caratteristiche tecniche deve presentarle, nei primi stadi, l'amplificatore di media frequenza.

Ricordando che il fattore di rumorosità complessivo di due stadi in cascata è dato da :

$$F_{12} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{W_1}$$

ove F_1 ed F_2 sono i fattori di rumorosità de due stadi rispettivamente e W_1 l'amplificazione disponibile di potenza del primo stadio, (considerando come primo stadio il complesso di apparecchiature fra l'antenna e l'ingresso dell'amplificatore di alta frequenza in un ricevitore TV e rispettivamente fra l'antenna e l'ingresso del primo stadio di media frequenza nel caso di un radar) risulta, in entrambi i casi, che F_1 è un dato del problema, mentre W_1 è inferiore all'unità (attenuazioni nella linea di discesa in entrambi i casi, nonchè perdite di conversione nel caso di radar) e di conseguenza F_2 è determinante sul valore di F_{12} e di conseguenza deve essere ridotto al minimo.

L'uso di pentodi negli stadi a basso fattore di rumore va senz'altro scartato in quanto, a prescindere da altre considerazioni che avremo occasione di fare più oltre, a causa delle fluttuazioni statistiche nella ripartizione della corrente catodica fra i vari elettrodi, tale tubo è dalle 3 alle 5 volte più rumoroso che non lo stesso connesso come triodo.

Stabilito perciò che useremo triodi (o pentodi connessi al triodo), viene spontaneo pensare che lo stadio a basso rumore possa essere costituito da un solo triodo, il quale adempia alla particolare prestazione che abbiamo accennato, seguito da normali stadi a pentodo aventi, per loro natura elevata amplificazione e stabilità. Tuttavia è facile rendersi conto che un solo triodo non può esser sufficiente.

Infatti se usiamo un triodo con catodo a massa e forte amplificazione, talchè il contributo al fattore di rumorosità complessivo degli stadi seguenti a pentodo, e perciò rumorosi, sia trascurabile, avremo tendenza all'instabilità e sarà necessario neutralizzare la capacità griglia-placca. Ma in tali condizioni (forte amplificazione) e con le frequenze in gioco nelle apparecchiature di cui trattiamo (40 ÷ 220 MHz circa per le trasmissioni televisive in Europa e normalmente dai 30 ai 90 MHz, per le medie frequenze dei radar) la neutralizzazione è oltremodo critica ed il suo impiego non è conveniente. Deprimendo l'amplificazione si evita tale inconveniente, ma allora non è più trascurabile il contributo degli stadi successivi al fattore di rumorosità totale.

Ricorrendo a triodi con griglia a massa o con placca a massa sappiamo che l'amplificazione è bassa e l'inconveniente suaccennato di conseguenza si ripresenta (1). Nei ricevitori TV poi un eventuale circuito di ingresso con griglia a massa comporterebbe forti variazioni dell'impedenza d'ingresso con le variazioni di polarizzazione dovute al controllo automatico di guadagno e sarebbe assai arduo dover adattare il terminale della linea di discesa al circuito d'ingresso per il minimo fruscio per tutta la vasta gamma delle variazioni d'ampiezza del segnale.

In definitiva almeno due stadi debbono essere a triodo e tale numero, mostreremo, anche con esempio numerico, che è sufficiente ad amplificare quel tanto che basta a far si che il contributo al fattore di rumorosità complessivo degli stadi successivi sia trascurabile senza rendere critica la stabilità.

(1) *Si tenga presente che si tratta dell'amplificazione disponibile di potenza e non della amplificazione di tensione.*

Fattore di Rumore

(*parte prima di tre parti*)

dott. ing. Angelo Pistilli

Le combinazioni possibili dei tre schemi di inserzione di un triodo (catodo a massa, griglia a massa, placca a massa) a due a due, sono nove. Ricerche teoriche e sperimentali hanno tuttavia dimostrato che uno stadio amplificatore con catodo a massa seguito da uno stadio con griglia a massa costituiscono il complesso bivalvolare che presenta il più basso fattore di rumorosità.

Senza addentrarci nella dimostrazione di questo asserto, che implicherebbe la necessità di ricavare e confrontare le espressioni del fattore di rumore dei 9 tipi di circuito, analizzeremo invece in dettaglio il suddetto circuito che, nella letteratura tecnica anglosassone, viene comunemente denominato « cascode ».

Premetteremo la trattazione teorica del circuito e svilupperemo poi un calcolo di progetto a scopo esemplificativo.

2. - ANALISI TEORICA DEL CIRCUITO « CASCODE »

Schematicamente il circuito è rappresentato in fig. 1. Il nostro studio si limiterà a considerazioni che si riferiscono alla frequenza centrale della banda passante.

Il fattore di rumorosità complessivo dei due stadi è dato da:

$$F_{12} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{W_1} \tag{1}$$

ove F_1 è il fattore di rumore del primo stadio (tubo con catodo a massa), F_2 il fattore di rumore del secondo stadio (tubo con griglia a massa) e W_1 l'amplificazione disponibile di potenza del primo stadio.

E' noto che il fattore di rumore di uno stadio con catodo a massa è:

$$F = 1 + \frac{G + 5\,G_t}{G_s} + \frac{R_{eq}\,|\,Y_s\,|^2}{G_s} \tag{2}$$

ove G_s è la conduttanza del generatore, G la conduttanza dovuta alle perdite del circuito d'ingresso, G_t la conduttanza di tempo di transito nella valvola, R_{eq} la resistenza equivalente di rumore della valvola e $Y_s = G_s + G + G_t + j\,B$ (2a) l'ammettenza del circuito d'ingresso.

Per uno stadio con griglia a massa il fattore di rumorosità è invece dato da:

$$F = 1 + \frac{G + 5\,G_t}{G_s} + \frac{R_{eq}\,\mu^2\,|\,Y_s\,|^2}{G_s\,(\mu + 1)^2} \tag{3}$$

ove i simboli hanno lo stesso significato di cui sopra e μ è il fattore di amplificazione del tubo.

Infine l'amplificazione disponibile di potenza di uno stadio con catodo a massa è data da:

$$W = \frac{S^2\,G_s\,r}{|\,Y_s\,|^2} \tag{4}$$

ove i simboli sono ancora gli stessi ed inoltre S è la pendenza ed r la resistenza interna del tubo.

Per la (1), tenendo conto delle (2), (3) e (4) ed apponendo ai simboli i pedici 1 e 2 secondo che si riferiscano al primo (tubo con catodo a massa) od al secondo (tubo con griglia a massa) circuito, ricaviamo, per il fattore di rumorosità complessivo, la seguente espressione:

$$F_{12} = 1 + \frac{G_1 + 5\,G_{t1}}{G_{s1}} + \frac{R_{eq1}\,|\,Y_{s1}\,|^2}{G_{s1}} + \frac{|\,Y_{s1}\,|^2}{S_1^2\,G_{s1}\,r_1}\left(\frac{G_2 + 5\,G_{t2}}{G_{s2}} + \frac{R_{eq2}\,\mu_2^2\,|\,Y_{s2}\,|^2}{G_{s2}\,(\mu_2 + 1)^2}\right) \tag{5}$$

Notiamo subito che, affinchè F_{12} sia minimo, è indispensabile che $|\,Y_{s1}\,|^2$ ed $|\,Y_{s2}\,|^2$, che figurano entrambi a numeratore, abbiamo un piccolo valore, perciò annulleremo le parti immaginarie portando all'accordo al centro banda il circuito d'ingresso ed il circuito interstadio; con ciò $B_1 = B_2 = 0$ e $|\,Y_{s1}\,|^2 = (G_{s1} + G_1 + G_{t1})^2$ ed ancora $|\,Y_{s2}\,|^2 = (G_{s2} + G_2 + G_{t2})^2$. Avremo dunque:

$$F_{12} = 1 + \frac{1}{G_{s1}}\left[G_1 + 5\,G_{t1} + (G_{s1} + G_1 + G_{t1})^2\left(R_{eq1} + \frac{G_2 + 5\,G_{t2}}{S_1^2\,r_1\,G_{s2}} + \frac{R_{eq2}\,\mu_2^2\,(G_{s2} + G_2 + G_{t2})^2}{S_1^2\,r_1\,G_{s2}\,(\mu_2 + 1)^2}\right)\right] \tag{6}$$

Il valore ottimo di G_{s1}, affinchè F_{12} sia minimo, deve soddisfare la relazione:

$$\frac{\partial F_{12}}{\partial G_{s1}} = -\frac{1}{G_{s1}^2}\left[G_1 + 5\,G_{t1} + (G_{s1} + G_1 + G_{t1})^2\left(R_{eq1} + \frac{G_2 + 5\,G_{t2}}{S_1^2\,r_1\,G_{s2}} + \frac{R_{eq2}\,\mu_2^2\,(G_{s2} + G_2 + G_{t2})^2}{S_1^2\,r_1\,G_{s2}\,(\mu_2 + 1)^2}\right)\right] +$$

$$+ \frac{2\,(G_{s1} + G_1 + G_{t1})}{G_{s1}}\left(R_{eq1} + \frac{G_2 + 5\,G_{t2}}{S_1^2\,r_1\,G_{s2}} + \frac{R_{eq2}\,\mu_2\,(G_{s2} + G_2 + G_{t2})^2}{S_1^2\,r_1\,G_{s2}\,(\mu_2 + 1)}\right) = 0 \tag{7}$$

Allo scopo di semplificare poniamo:

$$G_1 + G_{t1} = G_{B1}. \tag{8}$$

Inoltre:

$$\frac{G_1 + 5\,G_{t1}}{G_1 + G_{t1}} = a_1\,. \tag{9}$$

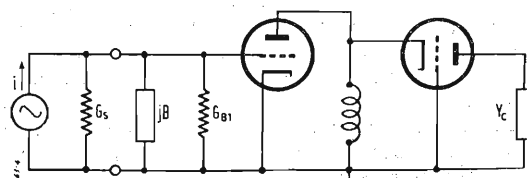



Fig. 1 - Rappresentazione schematica del circuito « cascode ».

Analogamente:

$$G_2 + G_{t2} = G_{B2} \qquad (10)$$

ed ancora:

$$\frac{G_2 + 5\,G_{t2}}{G_2 + G_{t2}} = a_2\,. \qquad (11)$$

Infine poniamo:

$$R_{eq1} + \frac{G_2 + 5\,G_{t2}}{S_1^2\,r_1\,G_{s2}} + \frac{R_{eq2}\,\mu_2^2\,(G_{s2} + G_2 + G_{t2})^2}{S_1^2\,r_1\,G_{s2}\,(\mu_2 + 1)^2} = D. \qquad (12)$$

La (7), tenendo conto delle posizioni (8), (9), (10), (11) e (12) diviene:

$$-\frac{1}{G_{s1}^2}\left[a_1 G_{B1} + (G_{s1} + G_{B1})^2\,D\right] + \frac{1}{G_{s1}}\left[2(G_{s1} + G_{B1})\,D\right] = 0$$

da cui, risolvendo, si ha:

$$G_{s1} = \sqrt{G_{B1}^2 + \frac{a_1\,G_{B1}}{D}}. \qquad (13)$$

E' questo il valore ottimo della conduttanza del generatore per avere il minimo fattore complessivo di rumore. In effetti sarebbe necessario verificare che la condizione posta corrisponde effettivamente ad un minimo della funzione F_{12} con i normali metodi analitici; non riporteremo tuttavia questo calcolo semplice, ma laborioso.

In prima approssimazione possiamo trascurare l'influenza del secondo tubo nella determinazione della conduttanza ottima del generatore, cioè porre $D \approx R_{eq1}$. L'errore introdotto con tale posizione è lieve, giacchè l'influenza del primo tubo è preponderante, come verificheremo anche nell'esempio numerico. Con ciò la (13) diviene:

$$G_{s1} = \sqrt{G_{B1}^2 + \frac{a_1\,G_{B1}}{R_{eq1}}}. \qquad (14)$$

Poichè $\frac{a_1}{R_{eq1}} \gg G_{B1}$ la (14) si può scrivere:

$$G_{s1} = \sqrt{\frac{a_1\,G_{B1}}{R_{eq1}}} \qquad (15)$$

e l'espressione del fattore di rumore si riduce a:

$$F_{12} = 1 + 2\,\sqrt{a_1\,G_{B1}\,R_{eq1}}\,. \qquad (16)$$

Dalla (15) si vede che la conduttanza ottima del generatore per il minimo fattore di rumore è inversamente proporzionale alla radice della resistenza equivalente di rumore del primo tubo. Di conseguenza, l'uso di un triodo (che presenta una resistenza equivalente di rumore dalle 3 alle 5 volte minore di quella di un pentodo) implica una conduttanza del generatore, vista dai morsetti d'ingresso del circuito, notevolmente più alta di quella necessaria per un pentodo. Ne deriva che, in circuiti in cui necessita una banda larga, l'uso di un triodo come primo stadio ha, da questo punto di vista, una prestazione migliore che non l'uso di un pentodo.

Determiniamo ora la pendenza alla quale occorre far lavorare la prima valvola, acciocchè F_{12} sia minimo. Ricordando che la resistenza equivalente di rumore di una valvola è inversamente proporz'onale alla pendenza e che la conduttanza di tempo di transito è invece direttamente proporzionale alla pendenza, possiamo porre:

$$R_{eq1} = \frac{A}{S_1} \qquad (17)$$

$$G_{t1} = HS_1 \qquad (18)$$

ove A ed H sono indipendenti dalla pendenza. Utilizzando la (16) avremo:

$$F_{12} = 1 + 2\,\sqrt{a_1\,G_{B1}\,R_{eq1}} =$$

$$= 1 + 2\,\sqrt{(G_1 + 5\,G_{t1})\,R_{eq1}} = 1 + 2\,\sqrt{(G_1 + 5\,H\,S_1)\,A/S_1}$$

ed è evidente che F_{12} è tanto minore quanto maggiore è S_1. Perciò per avere il minimo fattore di rumore è necessario che la prima valvola lavori nel punto di massima pendenza.

Nel caso di un radar l'amplificatore a basso fattore di rumore segue il cristallo convertitore la cui conduttanza d'uscita varia anche nel rapporto di 3 ad 1 da cristallo a cristallo dello stesso tipo, cosicchè la sola sostituzione di un cristallo, normalmente abbastanza frequente, è sufficiente a distruggere l'adattamento per il minimo fruscio. In sede di progetto, allo scopo di rendere minima la variazione del fattore di rumore con la conduttanza del cristallo vista dai morsetti d'uscita, si calcolerà l'adattamento per il minimo rumore supponendo che la conduttanza del generatore abbia come valore quello medio geometrico fra i due estremi possibili.

Inoltre è già stato ricavato in (7) l'espressione di $\frac{\partial F_{12}}{\partial G_{s1}}$ e risulta evidente che tale espressione, a parità di altri elementi, diminuisce con R_{eq1} ed R_{eq2}. Di conseguenza l'uso di triodi è superiore a quello dei pentodi anche da questo punto di vista, in quanto, presentando una resistenza equivalente di rumore alquanto minore, fanno risentire meno eventuali variazioni della conduttanza del generatore dal valore della conduttanza ottima sul fattore di rumore.

Variazioni di conduttanza del generatore possono essere dovute alla sostituzione di un cristallo convertitore in un radar, come già detto, e ad uno scostamento del valore dell'impedenza caratteristica del cavo o della piattina di discesa dal valore nominale, nonchè da un inesatto adattamento di questa all'antenna in un ricevitore per TV.

In entrambi i casi l'uso di triodi attenua l'effetto nocivo di un imperfetto adattamento per il minimo fruscio dovuto ad inesatto calcolo o realizzazione dell'adattatore.

La prima valvola, come risulta dalla fig. 1, è chiusa su di un carico costituito dalla conduttanza di perdita del circuito interstadio e dalla conduttanza d'ing.esso della seconda valvola.

Essendo quest'ultima un triodo con griglia a massa la sua conduttanza d'ingresso è:

$$Y_i = G_t + \frac{S'\,Y_c}{Y_c + 1/r} \qquad (19)$$

ove G_t è la conduttanza di tempo di transito, Y_c l'ammettenza di carico, r la resistenza interna ed $S' = S\left(\frac{\mu + 1}{\mu}\right)$ ove S è la pendenza e μ il coefficiente di amplificazione del tubo. Essendo normalmente $G_t \ll S'$ ed $Y_c > \frac{1}{r}$ si può, in prima approssimazione, porre:

$$Y_i \approx S' \approx S. \qquad (20)$$

Il carico della prima valvola è perciò, trascurando naturalmente la conduttanza di perdita del circuito interstadio, pari a $1/S$, valore che normalmente è di qualche centinaio di ohm. Di conseguenza la prima valvola risulta caricata con una piccola resistenza e la sua stabilità è elevata.

L'amplificazione in tensione della prima valvola è perciò:

$$A_1 \approx \frac{S_1}{Y_i} \approx \frac{S_1}{S_2}. \qquad (21)$$

Spesso i due tubi sono uguali e le condizioni di lavoro molto

vicine, per cui, in tale ipotesi, cioè per $S_1 \approx S_2$, dalla (21) si ha:

$$A_1 \approx 1. \qquad (22)$$

L'amplificazione in tensione della seconda valvola è data da:

$$A_2 = \frac{S'_2}{Y_c + 1/r_2}. \qquad (23)$$

Essendo Y_c l'ammettenza di carico. Giacchè il circuito di carico della seconda valvola è anch'esso accordato alla frequenza centrale della banda passante, si avrà:

$$Y_c = G_c = 1/R_c .$$

In genere $G_c > 1/r_2$ e $S_2' \approx S_2$, perciò, con buona approssimazione, si ha:

$$A_2 \approx S_2 R_c. \qquad (24)$$

Infine l'amplificazione totale del circuito, tenendo conto delle (23) e (24) è:

$$A = A_1 . A_2 \approx S_1/S_2 . S_2 R_c = S_1 R_c . \qquad (25)$$

Ai fini dell'amplificazione di tensione un circuito « cascode » equivale perciò all'incirca ad un pentodo avente la stessa pendenza della prima valvola e caricato con la resistenza di carico della seconda valvola. L'eccellente prestazione nei riguardi della stabilità e del fattore di rumore provoca quindi, come contropartita, una deficiente utilizzazione nei riguardi dell'amplificazione, giacchè da un circuito bivalvolare ricaviamo all'incirca l'amplificazione di cui sarebbe capace un solo tubo.

Circa il fattore di rumorosità complessivo si noterà che una relativamente elevata resistenza interna del primo stadio provoca una elevata amplificazione disponibile di potenza dello stadio stesso (W_1 elevato); inoltre il valore generalmente basso di G_{B2} rispetto a quello di $1/r_1$ favorisce un basso fattore di rumore del secondo stadio (F_2 piccolo) per cui, in definitiva, F_{12} tende ad F_1. Riteniamo utile chiarire meglio quest'ultima osservazione.

Dalla (6), tenendo presente, come si rileva dalla fig. 1 che $G_{s2} = 1/r_1$, si ha:

$$F_{12} = 1 + \frac{1}{G_{s1}} \left[a_1 G_{B1} + (G_{s1} + G_{B1})^2 \left(R_{eq1} + \frac{a_2 G_{B2}}{S_1^2} + \frac{R_{eq2}\, \mu_2^2\, (1/r_1 + G_{B2})^2}{S_1^2\, (\mu_2 + 1)^2} \right) \right]. \qquad (26)$$

E poichè, come già detto, $1/r_1 > G_{B2}$ il termine:

$$R_{eq1} + \frac{a_2\, G_{B2}}{S_1^2} + \frac{R_{eq2}\, \mu_2^2\, (1/r_1 + G_{B2})^2}{S_1^2 (\mu_2 + 1)^2}$$

della espressione (26) si può scrivere:

$$R_{eq1} + \frac{a_2\, G_{B2}}{S_1^2} + \frac{R_{eq2}\, \mu_2^2}{\mu_1^2\, (\mu_2 + 1)^2},$$

risulta evidente che il secondo ed il terzo termine sono trascurabili rispetto al primo. Alle stesse conclusioni si giunge, come si può immediatamente constatare, anche nel caso in cui $1/r_1$ e G_{B2} sono dello stesso ordine di grandezza, come avviene praticamente al disopra dei 100 MHz. Pertanto, agli effetti del fattore di rumorosità, finisce per giuocare quasi esclusivamente il primo stadio, com'era desiderabile.

Basta quindi scegliere il primo tubo di caratteristiche adeguate, cioè forte pendenza e bassa resistenza equivalente di rumore, mentre il secondo tubo influisce assai poco. E' tuttavia utile che anche il secondo tubo abbia pendenza piuttosto elevata, in modo da garantire la stabilità del primo e che abbia altresì una bassa capacità placca-catodo, giacchè, in caso contrario, sarebbe instabile e necessiterebbe di neutralizzazione. Allo scopo infine di economizzare energia è preferibile far lavorare questo secondo tubo con bassa tensione anodica ed alta polarizzazione di griglia.

A questo punto possiamo ritenere esaurita l'analisi del circuito « cascode », se limitiamo le nostre considerazioni alla frequenza centrale della banda passante. Sono tuttavia indispensabili alcune osservazioni.

Nel nostro studio abbiamo sistematicamente ignorato la conduttanza presente all'ingresso della prima valvola dovuta all'induttanza del reoforo catodico. Tale conduttanza altera la larghezza di banda del circuito d'ingresso della prima valvola, nonchè la sua amplificazione disponibile di potenza. L'induttanza del reoforo catodico non provoca però notevoli variazioni sul fattore di rumore. Infatti detta induttanza esercita un'azione controreattiva, cioè riporta in controfase sulla griglia una segnale che tende a limitare le componenti alternative della corrente anodica.

Tale azione si esercita però, com'è ovvio, sia sulle componenti alternative della corrente anodica dovute alla tensione di rumore e di segnale utile presente all'ingresso (ai capi dell'impedenza griglia-catodo) del tubo, sia su quelle dovute all'effetto granulare all'interno del tubo stesso, riducendole nella stessa misura, per cui il fattore di rumore del primo stadio non risulta alterato dalla considerazione o meno dell'induttanza del reoforo catodico. Essendo il fattore di rumore del primo stadio di gran lunga preponderante rispetto al contributo degli altri stadi al fattore di rumorosità totale ne consegue che quest'ultimo rimane pressochè inalterato. Comunque notiamo che, essendo rimasta invariata l'ammettenza di uscita del primo tubo, il fattore di rumore del secondo, e di eventuali altri stadi, rimane invariato. L'amplificazione disponibile di potenza del primo tubo è invece diminuita di:

$$\frac{(G_{s1} + G_{B1})^2 + B_1^2}{(G_{s1} + G_{B1} + G_k)^2 + B_1^2} \qquad (27)$$

volte, essendo nella (27), oltre ai soliti simboli già noti, G_k la conduttanza presente all'ingresso per effetto dell'induttanza del reoforo catodico.

Ne consegue che il contributo al fattore di rumorosità complessivo degli stadi successivi al primo aumenta nel rapporto:

$$\frac{(G_{s1} + G_{B1} + G_k)^2 + B_1^2}{(G_{s1} + G_{B1})^2 + B_1^2}. \qquad (28)$$

In secondo luogo osserviamo che è utile neutralizzare la capacità griglia-placca della prima valvola non ai fini della stabilità che, come abbiamo già visto, è ampiamente garantita, ma allo scopo di ridurre il fattore di rumore (2). Infatti, pur diminuendo, per la presenza di detta neutralizzazione, la resistenza d'uscita del primo tubo, aumenta però la suscettanza d'uscita. In definitiva si ha un restringimento della banda del circuito interstadio con benefici effetti sul fattore di rumore complessivo.

Infine nella nostra trattazione abbiamo implicitamente supposto che il rumore indotto di griglia, conseguenza del tempo di transito, ed il rumore dovuto all'effetto granulare nell'emissione elettronica, siano fra loro incoerenti, cioè presentino un rapporto di coerenza nullo, e di conseguenza i loro contenuti quadratici godano della proprietà addittiva.

In effetti il rumore indotto di griglia ed il rumore per effetto granulare in uno stesso tubo elettronico non sono statisticamente indipendenti, ma hanno un rapporto di coerenza diverso da zero. Questa considerazione conduce ad interessanti deduzioni sulle quali discuteremo in seguito.

Riservandoci di ritornare a suo tempo a chiarire meglio i tre fenomeni qui accennati, possiamo senz'altro ad un esempio numerico nel corso del quale ignoreremo i fenomeni suddetti.

(continua)

(2) *In tal caso la neutralizzazione, avente l'unico scopo di ridurre il fattore di rumore del tubo, non è critica, mentre nel caso di un triodo la cui amplificazione sia spinta al massimo essa diviene criticissima a causa del pericolo d'innesco di autooccillazioni.*

atomi ed elettroni

Isolotti artificiali nella rete di avvistamento radar

L'Aeronautica degli Stati Uniti ha annunciato che tra breve la rete di avvistamento radar creata a protezione del territorio statunitense da eventuali attacchi nemici verrà estesa a ben 200 chilometri di distanza dalla costa atlantica mediante l'impiego di speciali isolotti artificiali sui quali verranno impiantate nuove stazioni radar. Ciascuna stazione potrà essere usata anche come centro di rilievi meteorologici e base di atterraggio per elicotteri e sarà fornita di installazioni sufficienti ad accogliere 30 persone, che vi soggiorneranno a turni di 30 giorni ciascuno.

Gli isolotti verranno costruiti a terra, quindi rimorchiati in località dove il fondale non supera la profondità di 30 metri e qui fissati a basamenti di cemento in maniera che la loro superficie si innalzi sul livello del mare ad un'altezza sufficiente per garantirne l'incolumità dalle bufere. Ciascuna stazione verrà a costare più di un milione di dollari, senza tener conto delle speciali attrezzature. Il Bureau of Yards and Docks, cui è stata affidata l'esecuzione del progetto, ha già stipulato contratti con varie ditte, sia per la costruzione degli isolotti, sia per la fornitura dell'equipaggiamento tecnico necessario. (*Tr.*)

Aerei atomici

Fra dieci anni i cieli del mondo saranno probabilmente solcati da aerei supersonici azionati ad energia atomica, che potranno varcare l'Atlantico in meno di due ore, ha dichiarato Hall L. Hibbard, ingegnere progettista della Lockheed Aircraft Corporation.

La fonte atomica di propulsione impiegata in questi aerei, secondo quanto ha dichiarato Hibbard, sarà costituita da un meccanismo sostanzialmente semplice, basato sull'impiego di uranio, e costruito in modo da consentire un processo regolato e continuo di fissione nucleare. Probabilmente, secondo Hibbard, gli aerei atomici non differiranno gran che nell'aspetto dagli attuali aerei a reazione e saranno ancora forniti di ali e di coda. Essi potranno raggiungere una velocità pari a tre volte quella del suono e avranno un'autonomia pressocché illimitata. (*Tr.*)

Radiografie a colori

Un processo veramente rivoluzionario per ottenere immagini radiografiche a colori è stato elaborato dal Dott. Ralph S. Mackay, docente di elettrotecnica alla Università di California. L'importanza di questa invenzione sta nel fatto che con la radiografia a colori i vari tessuti si differenziano nettamente con sfumature diverse e ciò rende le lastre di assai più facile lettura e interpretazione. Le radiografie a colori vengono ottenute sovrapponendo tre immagini monocolori, come nel normale processo fotografico. Per ottenere questo risultato vengono prese tre diverse radiografie di un determinato soggetto, usando ogni volta raggi X di differente lunghezza d'onda. Le tre immagini vengono poi proiettate attraverso tre filtri di diverso colore e quindi fuse in una sola diapositiva colorata. (*Tr.*)

Isotopi stabili offerti dagli Stati Uniti agli altri paesi

La Commissione americana per l'energia atomica, nel quadro della collaborazione con le altre nazioni libere auspicata dal Presidente Eisenhower per realizzare nel più breve tempo possibile la piena utilizzazione dell'energia atomica a scopi di pace, ha annunciato in questi giorni la sua intenzione di distribuire alle altre nazioni quantitativi di isotopi stabili.

Come è noto isotopi radioattivi sono stati venduti all'estero dalla commissione fin dal 1947, ma gli isotopi stabili, ossia non radioattivi, erano stati distribuiti finora solo nell'interno degli Stati Uniti. Oggi in America vengono prodotti circa 175 isotopi stabili di circa 50 elementi. Questi isotopi, al pari di quelli radioattivi, costituiscono dei preziosi strumenti di ricerca in molti settori scientifici. Anch'essi quindi dovranno essere utilizzati all'estero unicamente per le ricerche di carattere industriale, mediche, terapeutiche e di laboratorio.

Per quanto riguarda gli isotopi radioattivi vale la pena di ricordare che ben 48 paesi sono stati ammessi a beneficiare delle forniture americane, che finora sono ammontate a circa 2500. (*Tr.*)

Radioisotopi nei cantieri navali

Anche l'industria navale sperimenta i vantaggi delle applicazioni di pace dell'energia atomica. Il Battelle Memorial Institute ha costruito una speciale macchina fotografica che permette di registrare su lastre gli eventuali danni prodotti da incrostazioni vegetali ed animali agli scafi delle navi, entrate nei bacini di carenaggio per riparazioni e verifiche, e alle palificazioni di sostegno di banchine e di impianti portuali. Come è noto, tutto il legname dopo una certa permanenza nell'acqua salata viene attaccato da speciali microrganismi e incrostazioni che finiscono per rovinarlo.

La nuova macchina fotografica contiene dell'iridio radioattivo le cui radiazioni attraversano l'oggetto in esame e permettono l'impressione di una lastra fotografica collocata dalla parte opposta dell'oggetto stesso. Questa immagine radiografica rivela con la massima precisione l'entità dei danni subiti. (*Tr.*)

Macchine fotografiche e televisive per usi industriali e scientifici

Tra le novità più interessanti nel campo fotografico, introdotte sul mercato americano negli ultimi mesi, si annoverano alcuni tipi destinati soprattutto ad usi industriali e scientifici.

Lo Standford Research Institute, di Standford (California), ha messo a punto un apparecchio che permette di fotografare le particelle atmosferiche sia liquide che solide. Esso è destinato alle ricerche ed agli studi sull'inquinamento dell'aria basati finora sugli esami al microscopio, processo che a detta di alcuni scienziati non permette però risultati sicuri in quanto le particelle, nell'operazione di applicazione sul vetrino, subiscono alterazioni o vengono distrutte.

Il nuovo apparecchio non ha otturatore del tipo convenzionale: una corrente luminosa a scatti intermittenti impressiona il film. La durata dell'esposizione può essere regolata ad una velocità variante da un milionesimo a un decimilionesimo di secondo e si possono avere fino a 100 riprese al secondo.

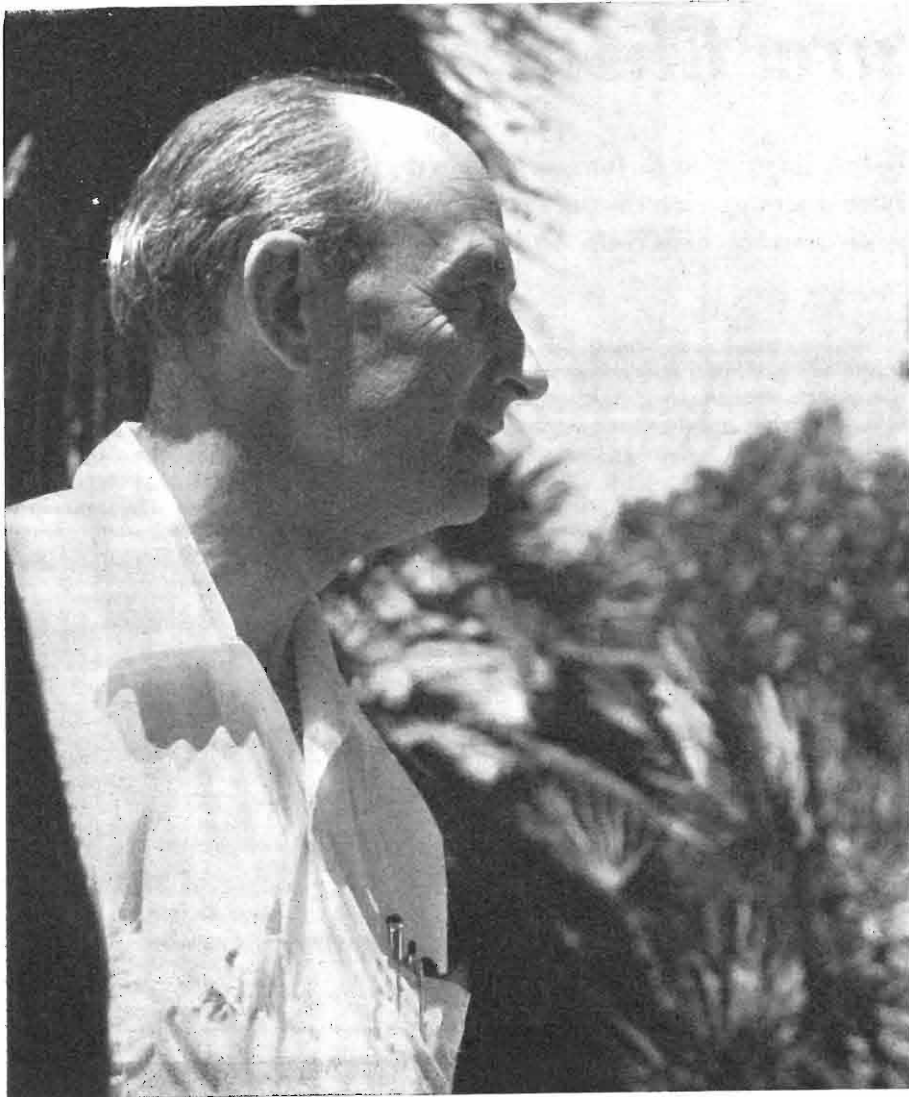
La Hycon Manufacturing Company di Boston ha creato una velocissima macchina fotografica elettronica che può riprodurre in segmenti separati un raggio luminoso. Il nuovo apparecchio, denominato Hycon Submicrosecond Camera, è dotato di una cella di Kerr che funziona da otturatore; questa cella è formata da due lastre di materiale polarizzato separate da una soluzione di nitrobenzolo. Un congegno elettronico permette il passaggio attraverso la cella di un potenziale elettrico assai elevato; l'otturatore trattiene la luce fino a quando la carica elettrica non ha riorientato le molecole del nitrobenzene, permettendo così alla luce di passare, attraversando la cella, sul film.

La Tenney Engineering di Union (New Jersey) ha costruito per la RCA una macchina per televisione industriale che, funzionando in qualsiasi condizione atmosferica, apre all'utilizzazione della televisione campi finora preclusi per le condizioni ambientali. L'apparecchio televisivo è contenuto in una scatola di alluminio che lo protegge al caldo, dal freddo e dalla pioggia, permettendo l'installazione fissa all'aperto, in speciali reparti di stabilimenti o in zone sperimentali.

La scatola in alluminio è montata su un treppiede; perfettamente isolata, ha una base regolabile per il cambio delle lenti dell'obiettivo; ad una delle estremità è montata una lastra a temperatura regolabile, munita di tergicristalli interni ed esterni, attraverso la quale vengono effettuate le riprese. Nell'interno delle pareti corrono riscaldatori elettrici a nastro, regolati da un termostato che apre il circuito non appena la temperatura scende al disotto dei cinque gradi. Un ventilatore che non ha bisogno di lubrificazione entra invece in azione quando il termometro segna una temperatura troppo elevata. Un filtro d'aria all'estremità inferiore dell'involucro depura l'ambiente, incanalando fuori i gas.

Il nuovo apparecchio potrà essere utilizzato per il controllo del traffico nei grandi nodi ferroviari, per la sorveglianza dei magazzini di deposito, per il controllo dei processi di fusione, per lo svolgimento ed il controllo a distanza di operazioni pericolose in stabilimenti chimici ed impianti nucleari, per collaudi di materiali e per controlli di altissime temperature.

Una macchina fotografica di proporzioni quasi gigantesche è stata invece costruita dalla Consolidated Vultee Aircraft di San Diego, in California, per la riproduzione e l'ingrandimento di carte topografiche di grandi dimensioni e di cianografie. Lunga quasi nove metri ed alta tre, essa, adopera film della dimensione di 1 metro per 1 metro e venti. La parte anteriore serve da macchina fotografica e quella posteriore, che penetra in una seconda stanza, può servire anche da camera oscura permettendo al film impressionato di passare direttamente ed automaticamente nelle vasche di sviluppo e di lavaggio. (*Tr.*)

Una scena di uno di molti documentari trasmessi dalla TV della British Broadcasting Corporation. Si gira una scena illustrante una conferenza su problemi di gerontologia. La B.B.C ha un suo Ufficio Documentari con un personale di cinque scrittori produttori.

Enrico Fermi in una delle sue ultime istantanee, presa il 19 Luglio u.s. a Varenna in occasione delle lezioni da lui tenute per la Scuola Internazionale di Fisica. Fermi era nato in Italia il 29 Settembre 1901 si era laureato in Fisica all'Università di Pisa nel 1922.

La morte di Enrico Fermi

Come i nostri lettori hanno potuto apprendere dalla stampa quotidiana, è morto il 28 Novembre u.s. lo scenziato Enrico Fermi, premio Nobel, costruttore della prima pila atomica, professore di fisica all'Università.
Proprio all'inizio del mese di Novembre, Lewis Strauss, presidente della Commissione americana per l'energia atomica, aveva annunciato l'assegnazione al prof. Fermi del primo premio speciale per gli studi nucleari, a riconoscimento di quanto era stato da lui realizzato nel campo dello « sprigionamento controllato » dell'energia nucleare.
L'improvvisa perdita dello scienziato, a soli 53 anni, in piena e ancor promettente attività, ci lascia tutti sgomenti.

Commemorato Fermi all'UNESCO

Nella seduta del 29 Novembre Enrico Fermi è stato commemorato solennemente da tutti i partecianti all'VIII Conferenza generale dell'UNESCO, attualmente in sessione a Montevideo. La commemorazione principale è stata fatta dal prof. Francesco Severi, delegato dell'Italia e presidente dell'Istituto italiano di Alta Matematica, amico personale da anni dello scienziato defunto. Hanno aggiunto commosse parole di elogio e di rimpianto Pierre Leroy per la Francia, Manuel Vallarta per il Messico e Pierre Auger, direttore della Sezione Scienze Naturali dell'UNESCO.
Il prof. Robert Angell dell'Università del Michigan, membro della delegazione statunitense, ha parlato a nome del suo governo illustrando quanto il paese d'adozione di Fermi fosse fiero dei risultati scientifici da lui raggiunti, e auspicando che quanto da lui creato con il suo geniale lavoro possa in definitiva essere dedicato solo all'incremento della pace e del benessere dell'umanità intera.
La notizia della scomparsa di Fermi è giunta ai delegati nel momento in cui aveva inizio la discussione della parte del programma 1955-56 relativa alle scienze naturali, parte che comprende numerose risoluzioni e mozioni sull'energia atomica e la radioattività.

Bilancio di dodici anni di ricerche atomiche

Il presidente della Commissione per l'energia atomica Lewis L. Strauss ha tracciato, in un discorso tenuto il 3 Dicembre al Circolo Dirigenti Industriali di Chicago, un bilancio delle attività svolte e dei risultati raggiunti nel settore delle applicazioni di pace dell'energia atomica. Diamo qui uno stralcio del suo discorso, per la parte che costituisce la commemorazione della scomparsa di Enrico Fermi.
« In un'occasione come questa sarebbe appropriato, in circostanze ordinarie, cominciare con un aneddoto o con un motto di spirito, ma il mio stato d'animo odierno non me lo permette. E' un periodo molto triste per me e per tutti coloro che fanno parte della Commissione per l'energia atomica. Proprio in questo momento nella Cappella Rockefeller dell'Università di Chicago si svolge un solenne servizio funebre in memoria di uno dei più grandi uomini del nostro tempo. Nelle prime ore della scorsa domenica il telefono vicino al mio letto, nella Virginia, squillò per darmi la tragica notizia della morte di Enrico Fermi.
« Quest'uomo illustre, che aveva vissuto in mezzo a noi con la più profonda modestia per quindici anni, è stato il vero artefice dell'era atomica. Non potremo più tributargli personalmente alcun riconoscimento per essere egli stato il pioniere del progresso delle conoscenze umane per più di trent'anni o per aver egli, con il contributo da lui dato alla fisica teoretica e sperimentale, permesso agli uomini liberi di arginare entro i suoi confini la tirannia comunista negli ultimi nove anni.
« Si sono compiuti ieri dodici anni dal giorno in cui da un mucchio di blocchi di grafite e di piccole sbarre di uranio da lui messi insieme sotto il campo coperto di Stagg Field nacque la prima pila atomica. Oggi ve ne sono nel nostro paese più di una quarantina dei tipi più vari. Una, installata nel sottomarino Nautilus, costituirà tra breve la fonte di propulsione che farà raggiungere alla nave record di funzionamento finora neppure sognati.
Un'altra, attualmente in costruzione a Shippingport, nella Pennsylvania, produrrà almeno 60.000 chilowatt di energia elettrica destinata ad illuminare le case e a fornire la forza motrice necessaria a quella zona industriale. Questi non sono che i prototipi di molti e molti altri reattori ancora da costruire.
« Ebbi la grande fortuna di conoscere Fermi 16 anni or sono. Poco prima del 1940, egli mi aiutò nel tentativo di produrre con mezzi economici i radioisotopi, in modo da poterne disporre per la terapia del cancro in sostituzione del costoso e scarso radium. Grazie alle scoperte da lui fatte, i radioisotopi sono oggi non solo poco costosi ma abbondanti ed i ricercatori nel campo medico ne dispongono in grande quantità e varietà per continuare la loro lotta contro il cancro ed altre malattie. E' tragico pensare che se Enrico Fermi avesse potuto sopravvivere ancora pochi anni la sua vita avrebbe potuto essere salvata dai progressi medici raggiunti in base alle sue grandi scoperte.
« Ho avuto ieri il doloroso privilegio di consegnare alla vedova di Fermi il premio a lui destinato alcuni giorni or sono, quale contributo dei suoi grati concittadini, dalla Commissione per l'energia atomica con l'approvazione del Presidente Eisenhower. In futuro questi premi saranno denominati « Premio Fermi ». E' nostra speranza che questi premi oltre a perpetuare il nome dello scienziato, cosa per la quale non occorre un provvedimento governativo, servano a stimolare ed incoraggiare altri ad avanzare ulteriormente verso mete ancora ignote nel campo delle conoscenze, a esplorare, controllare ed incitare i loro seguaci, ad istruirli e a progredire sempre più innanzi. Come il navigatore italiano al quale egli fu paragonato 12 anni or sono, Fermi, al pari di Colombo, scoprì un nuovo continente: più che un continente un nuovo mondo. Noi, che egli ha lasciato sulle sponde di questo nuovo mondo, dinnanzi al suo esempio non abbiamo altro compito se non quello di penetrarne nell'interno e di svilupparne le ricchezze che egli ci rivelò per il bene di tutti gli uomini ovunque essi risiedano ».

Lampada infrangibile per il faro dell'Empire State Building

I visitatori di New York ricordano certamente la luce che brilla sulla più alta antenna del famoso grattacielo. Sulla sommità di esso sorge infatti una lunga torre-antenna di televisione ed in cima a questa torre brilla un faro che serve come punto di orientamento ai piloti degli aerei che si avvicinano alla città. La sostituzione della lampada che illumina il faro ha sempre rappresentato un'operazione costosa e difficile. L'elettricista di turno doveva infatti arrampicarsi attraverso un fitto groviglio di fili e di cavi per raggiungere il faro che s'innalza a più di 400 metri sul livello stradale. Finora questa lampada doveva essere sostituita dopo ogni temporale, in quanto la pioggia violenta frantumava il vetro surriscaldato. La General Electric Company ha creato a tale scopo una lampada speciale in vetro assai resistente al calore e come tale praticamente infrangibile. I piloti che sorvolano la metropoli possono quindi contare sulla continua presenza di questa guida luminosa e gli operai tirare un sospiro di sollievo per la risparmiata fatica.
(*Tr.*)

Apparecchiature Elettroacustiche per

Per la taratura e la determinazione delle caratterictiche di funzionamento degli audiometri secondo le convenzioni internazionali accettate, si ricorre a una apparecchiature che consiste essenzialmente in un dispositivo, meglio conosciuto con il nome di orecchio artificiale, che l'Autore descrive nelle linee generali.

L'importanza sempre maggiore assunta dalle cliniche per la determinazione della acuità uditiva per i minorati nell'udito sia per dedurre elementi atti a meglio far diagnosticare le cause della minorazione, sia per poter provvedere nel

Fig. 1. - Schema di principio dell'apparecchiatura per taratura degli audiometri.

miglior modo possibile all'adattamento di apparecchi di protesi atti a portare un effettivo aiuto al soggetto in esame, ha consigliato la necessità di raccogliere delle norme da accettarsi nel campo internazionale per la esatta determinazione degli apparecchi destinati alle misure audiometriche e degli apparecchi destinati al controllo degli audiometri onde fare in modo che gli esami e le prove potessero essere sempre ripetute con le medesime modalità e potessero essere sempre paragonabili tra di loro anche se eseguite in luogo e tempi diversi da operatori muniti di apparecchi di diversa costruzione.

Nel Congresso dell'American Medical Association del giugno 1951 furono emanate le norme relative agli apparecchi da usarsi per le prove audiometriche e furono anche emanate le norme relative alle apparecchiature necessarie per controllare e tarare gli audiometri in modo da ottenere sempre i medesimi risultati nelle misure eseguite nei limiti di tolleranza accettabili in tale campo sperimentale.

Fig. 2. - Il complesso delle apparecchiature di misura.

1. - APPARECCHIATURE AUDIOMETRICHE.

Si definisce *audiometro* un apparecchio costituito da un generatore elettroacustico cui sono associati ricevitori per conduzione aerea e per conduzione ossea, il quale generi toni puri di frequenze determinate in un campo che copra quasi completamente la gamma di frequenze udibili.

Il valore della frequenza e l'intensità del suono generato deve poter essere conosciuto e variato con precisione.

Le frequenze prodotte dall'audiometro sono determinate nei valori: 125, 250, 500, 1000, 2000, 4000, 8000 periodi per secondo; il valore di ogni frequenza deve essere preciso con approssimazione del più o meno cinque per cento.

La intensità del suono prodotto dai trasduttori a conduzione aerea deve essere esattamente uguale al valore indicato dalle manopole degli attenuatori e non deve differire dai valori di norma più di quattro dB per le frequenze comprese nel campo da 125 a 2000 periodi e più di cinque dB nel campo da 2000 a 8000 periodi.

La misura della intensità di frequenza è riportata alle misure ottenute dal National Bureau of Standards sulla media delle acuità uditive di individui normali di età compresa fra i18 e 30 anni, con caratteristiche di udito da ritenersi normali.

La misura della intensità di suono prodotto da un audiometro, e precisamente la misura della pressione acustica generata dal trasduttore a conduzione aerea collegato all'audiometro è stata oggetto di disaccordo fra i vari sperimentatori e costruttori e pertanto si è reso necessario una standardizzazione del metodo di misura e degli apparecchi da adoperarsi per tale scopo.

Una lunga serie di esperienze e soprattutt la raccolta di numerosi dati sperimentali hanno portato a poter definire un sistema di misura relativamente pratico e facilmente realizzabile per ottenere dati sicuri e confrontabili e in conseguenza poter suggerire a tutti i costruttori l'adozione di queste apparecchiathure per la taratura ed il controllo degli audiometri.

Noi descriviamo qui appresso l'apparecchiatura completa per tali misure.

Una apparecchiatura completa per la taratura e la determinazione delle caratteristiche di funzionamento di un audiometro deve essere atta a determinare i dati stabiliti come necessari e fondamentali per questi tipi di apparecchi, secondo le convenzioni internazionali accettate dal Congresso della American Medical Association e rese valide dalla American Standards Association, con gli atti Z 24. 5-1951 approvati il 21 marzo 1951.

Tale apparecchiatura consiste essenzialmente in un dispositivo che prende il nome di *orecchio artificiale* e che è costituito da un microfono rigorosamente tarato, collocato in una determinata cavità, accoppiato ad un complesso amplificatore che permette di determinare con esattezza, e sempre nelle medesime condizioni, la tensione che si eccita ai capi del microfono quando esso venga

Fig. 3. - Esempio di cavità di accoppiamento Le varie parti sono descritte dettagliatamente nel testo.

eccitato con un suono puro che provoca sulla membrana microfonica una determinata pressione.

L'*orecchio artificiale* rappresenta la parte essenziale di una complessa apparecchiatura di misura che può chiamarsi il banco di taratura e di prova degli audiometri.

Tale apparecchiatura può essere rappresentata schematicamente dal diagramma della fig. 1.

L'audiometro in prova è collegato con la sua uscita sul ricevitore per trasmissione aerea all'*orecchio artificiale* e con-

Prove Audiometriche

dott. Elio Bossa (*)

temporaneamente la stessa uscita può essere collegata ad un ponte di Wien, per misura di frequenza con rivelatore acustico o a lettura diretta. L'uscita dell'*orecchio artificiale* è collegata ad un amplificatore di altissima qualità in rap-

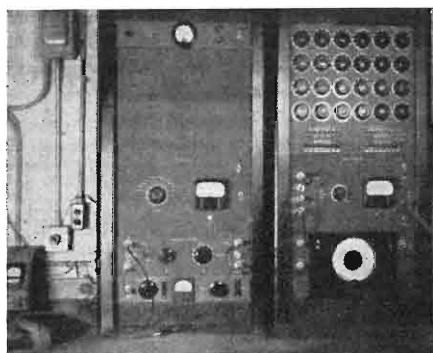



Fig. 4 - Un'orecchio artificiale montato.

porto al suo guadagno e alla sua risposta costante nel campo delle frequenze acustiche: l'uscita di questo amplificatore è collegata ad un analizzatore di onda e ad un voltmetro elettronico. Onde poter conoscere in ogni momento le caratteristiche di risposta dell'amplificatore, l'entrata di questo può essere collegata, attraverso un attenuatore, ad un oscillatore di misura con uscita misurabile su di un voltmetro elettronico.

Queste diverse unità che costituiscono l'apparecchiatura sono normalmente montate su di un telaio verticale con pannelli staccati per le diverse alimentazioni e con un pannello di jacks multipli per le connessioni delle varie unità (vedi fig. 2).

2. - ORECCHIO ARTIFICIALE.

La parte essenziale dell'*orecchio artificiale* è costituita dal microfono tarato e dalla cavità di accoppiamento.

Generalmente viene adoperato un microfono a condensatore di capacità ben definita, di cui si conosce con precisione la curva di taratura eseguita in opportuna camera di misura, con sistemi assoluti di misura per le pressioni e per le tensioni elettriche.

Il microfono che è adoperato nella apparecchiatura di misura che si descrive è della Casa Kellogg, ha una capacità di 50 pF, viene alimentato con una tensione di polarizzazione di 200 V.

Questo microfono viene collocato nella cavità di accoppiamento la quale è costruita secondo le norme emanate dal National Bureau of Standards ed è chiamata National Bureau of Standards Coupler 9 - A.

Recentemente questa cavità di accoppiamento è stata sostituita con un modello proposto dalla American Standards Association e denominato tipo 1.

La cavità di accoppiamento, rappresentata nella figura 3, è costituita da un corpo metallico con estremità troncoconica che si raccorda nella parte inferiore ad un cilindro, portato da una piastra circolare: nella parte cilindrica e troncconica è ricavato un foro entro cui viene alloggiato il microfono, in modo che la parte inferiore di esso determini il contatto elettrico con l'apposita spina elastica, e il diaframma superiore delimiti la cavità di accoppiamento propriamente detta, le cui dimensioni rigorosamente esatte sono le seguenti: diametro 23,7 mm, altezza 5,28 mm.

La precisione nelle quote deve essere di ± 0,004 mm.

La cavità di accoppiamento delimitata fra la bocca di appoggio del ricevitore in esame e il diaframma della capsula microfonica misura esattamente 6 cm^3.

Il ricevitore appoggiato sulla bocca della cavità di accoppiamento viene caricato con un coperchio che poggia su di esso per mezzo di un tassello di gomma piuma, e che viene caricato con un peso di 400 gr.

La piastra di appoggio della cavità viene fissata ad una contro piastra che sorregge la custodia del preamplificatore, e che a sua volta è sorretta da 3 colonnine di acciaio montate su sostegni antivibranti ai vertici in un triangolo equilatero disegnato sulla piastra di base di tutto il sistema.

La cavità di accoppiamento porta un foro laterale capillare del diametro di 0,024 entro cui può essere introdotto uno specillo del diametro di 0,016.

Nel corpo metallico della cavità è praticata lateralmente una opportuna sede per collocare un termometro indicatore della temperatura di tutta la massa.

L'estremità inferiore della custodia del preamplificatore porta una spina multipla di accoppiamento per il cavo che collega la cavità di misura all'amplificatore dell'*orecchio artificiale.*

Questo complesso, nel corso delle misure, viene collocato in una cabina di misura silente ed antivibrante, realizzata o come cabina appoggiata opportunamente, o come cabina sospesa.

La figura 4 mostra l'*orecchio artificiale* montato.

3. - AMPLIFICATORE DI MISURA.

L'amplificatore di misura per l'*orecchio artificiale* risponde ad uno schema abbastanza semplice.

Lo stadio preamplificatore montato nel supporto della cavità di accoppiamento è costituito da un pentodo tipo 6J7 selezionato con possibilità di misura e regolazione della corrente di filamento. Questo stadio è collegato con accoppiamento catodico all'amplificatore.

L'entrata dell'amplificatore avviene attraverso un attenuatore a scatti corrispondenti alle seguenti portate di misura: 60 - 80 - 100 - 120 dB.

L'amplificatore è costituito da due stadi di amplificazione di tensione con accoppiamento capacitativo e da uno stadio finale ad uscita catodica, per l'accoppiamento al voltmetro elettronico.

L'alimentazione di questo complesso è fatta attraverso un rettificatore stabilizzante con triodo in serie e controllo di stabilizzazione con pentodo in derivazione comandato da tensione ricavate da partitore sull'uscita dell'alimentatore; la tensione di confronto è fornita da una valvola a gas.

Il filamento della valvola preamplificatrice è alimentato in corrente raddrizzata con elementi a secco; le alimentazioni di filamento delle amplificatrici sono previste con centro regolabile collegato a massa.

Il guadagno dell'amplificatore è stabile con caratteristiche rigorose (più o meno 0,1 dB) e la curva di risposta è lineare per le frequenze da 50 a 12.000 Hz (più o meno 0,2 dB).

L'attenuatore è rigorosamente tarato con un errore percentuale non superiore all'uno per cento.

L'uscita dell'amplificatore è perfettamente sinusoidale, con distorsione inferiore al 0,2 per cento.

Si riporta la tabella di taratura di un *orecchio artificiale* costituito dall'amplificatore e dal microfono nella sua cavità.

TABELLA I. - *Taratura di un orecchio artificiale.*

Tensione di calibrazione	Pressione acustica	Tensione di uscita	Attenuatore
0,00033	60 dB	0,1	60
0,00165	74 dB	0,51	60
0,0033	80 dB	0,1	80
0,033	100 dB	0,1	100
0,33	120 dB	0,1	120

(*) Dell'Istituto Maico per l'Italia, Milano.

Amplificatore Audio di Alta Fedeltà

Il sistema ultralineare si comporta come uno stadio a pentodo controreazionato sulla griglia schermo - Misure di distorsione armonica e di intermodulazione confermano la superiorità del sistema ultralineare, pur richiedendo quest'ultimo l'impiego di un trasformatore di uscita appositamente costruito e quindi di maggior costo.

1. PREMESSA

La stampa tecnica americana di questi ultimi tempi riporta spesso articoli e circuiti riguardanti l'amplificatore di potenza del tipo ultralineare (ultra-linear amplifier). Tale circuito è effettivamente interessante e risolve pienamente la lunga dibattuta questione fra triodo e pentodo (o valvola a fascio) usate queste come valvole di potenza.

Sarà bene richiamare il lettore sugli svantaggi e vantaggi intrinseci dei due tubi, in quanto essendo ognuno di questi non perfetto hanno dato luogo spesso a discussioni e preferenze per un tipo piuttosto che per l'altro. Ciò era giustificato, poichè, come abbiamo detto, tanto l'uno che l'altro non sono privi di difetti. Si sa che i pregi del triodo, brevemente, sono: bassa resistenza e bassa distorsione armonica ma nel contempo bassa sensibilità di potenza e basso rendimento anodico.

Il pentodo si comporta esattamente all'opposto, ma le distorsioni sono di ordine dispari e più intense, relativamente al triodo.

Conseguentemente alla diversa curvatura della caratteristica anodica i due tubi in parola hanno un diverso comportamento di distorsione per quanto riguarda le caratteristiche mutue dinamiche. La non linearità delle caratteristiche anodiche dei due tipi di tubo può essere dimostrata dai grafici seguenti.

Fig. 1. - Caratteristica mutua dinamica del triodo. Distorsione per seconda armonica.

Fig. 2. - Caratteristica mutua dinamica del pentodo. Distorsione per terza armonica.

La fig. 1 rappresenta la caratteristica mutua e la forma del segnale di uscita corrispondente a variazione del segnale di entrata in un pentodo di potenza o valvola a fascio.

La tensione di uscita non segue una legge lineare alle corrispondenti variazioni della tensione di entrata.

La curvatura della caratteristica di uscita dà luogo a distorsione di forma e le distorsioni presenti contengono multipli di ordine dispari (3ª, 5ª ecc).

Esaminiamo ora il funzionamento del triodo (fig. 2). Anche in questo caso si hanno distorsioni e siccome la curva caratteristica ha andamento iperbolico compariranno in uscita armoniche di ordine pari (2ª, 4ª ecc.).

Le caratteristiche anodiche di fig. 1 e 2 daranno luogo, oltre al a distorsione di forma, a distorsione di intermodulazione.

Per compensare gli opposti difetti del triodo e del pentodo furono persino realizzati amplificatori dotati di stadio di potenza costituito da un triodo e da un pentodo in parallelo eccitati contemporaneamente (elettrodi di entrata e di uscita fra loro collegati).

2. - L'AMPLIFICATORE ULTRALINEARE

Se è vero che colla disposizione circuitale accennata si riusciva ad eliminare i difetti opposti, è altrettanto vero che la soluzione presenta inconvenienti seri dovuti alle impendenze molto diverse di carico e interne che devono essere accoppiate.

L'amplificatore di tipo ultralineare ha messo d'accordo i partigiani del triodo e del pentodo, risolvendo appieno il problema in modo molto semplice ed economico. Il principio di funzionamento può essere compreso facilmente riferendosi alla fig. 3. Esso fa uso di un tetrodo a fascio o di un pentodo e ciò riprova dei vantaggi del pentodo controreazionato, giacchè nell'amplificatore ultra-lineare è l'effetto della controreazione, in ultima analisi, che è applicata alla griglia schermo dall'uscita del tubo.

Se la presa della griglia schermo viene portata nella posizione 1 il tubo funziona nelle esatte condizioni di distorsione e di potenza del tetrodo a fascio mentre se la presa viene portata all'estremo 2 del trasformatore la griglia schermo va a finire in parallelo alla placca e il tubo funziona da triodo (massima reazione negativa fra uscita e griglia schermo). Portando la griglia schermo in posizione diversa dalle due suddette ed estreme posizioni si ha la possibilità di portare la valvola a funzionare con caratteristiche intermedie fra triodo e pentodo in modo conveniente e perfetto. Non è necessario portare le griglia schermo molto prossima al potenziale alternato di placca per rendere la caratteristica di uscita lineare. Si avrebbe in tal caso una eccessiva reazione negativa con perdita di potenza e di sensibilità e il tubo acquisterebbe i difetti caratteristici del triodo. E' sufficiente, come risulta da misure di distorsione, portare il 25 % circa della tensione di uscita alla griglia schermo per avere una caratteristica lineare, come dimostra la fig. 4.

Con ciò si ha un rendimento e una sensibilità di poco inferiore al tubo a fascio funzionante nelle normali condizioni note.

Anche i tecnici americani consigliano un'accoppiamento placca-griglia schermo dello stesso valore. Il sistema si comporta, come dicevamo, come un pentodo controreazionato sulla griglia

del Tipo Ultralineare

di Gaetano Dalpane

schermo, col vantaggio di esse e molto più efficiente che con contro-reazione di tensione applicata nel solito modo. Per compensare la distorsione data anche dagli altri stadi dell'amplificatore, verrà applicata le contro-reazione fra l'uscita e i primi stadi dell'amplificatore.

Attualmente, negli amplificatori tipo Williamson c'è tutta la convenienza trasformare lo stadio di potenza nel tipo ultralineare. La contro-reazione di tensione, applicata fra uscita ed entrata dell'amplificatore migliora enormemente la linearità di tutti gli stadi compresi nella catena di contro-reazione.

Misure di distorsione, di forma e di intermodulazione confermano la superiorità del sistema ultralineare. Noi stessi abbiamo trasformato l'amplificatore precedentemente descritto (1) e consigliamo vivamente i numerosi lettori che ci hanno in proposito chiesto chiarimenti relativi alla costruzione di eseguire le poche modifiche circuitali. Il materiale e le parti essenziali rimangono le medesime e siamo sicuri di fare cosa gradita ai lettori de *l'antenna* pubblicando lo schema definitivo dell'apparecchio, rappresentato in fig. 6.

3. - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Nell'ingresso dell'amplificatore può essere o meno sistemato il regolatore fisiologico di volume. Il circuito dei regolatori di tono è rimasto il medesimo con poche varianti nei valori dei componenti.

I due potenziometri regolatori di tono possono essere del tipo a variazione lineare o meglio a variazione logaritmica.

Il potenziometro regolatore dei toni acuti da 0,5 MΩ deve avere una presa al centro che sarà collegata a massa.

L'accoppiamento fra il primo e il secondo tubo 6SL7 è diretto e ciò evita rotazioni di fase. Le griglie della invertitrice di fase sono collegate direttamente all'anodo della 6SL7 precedente. La prima griglia riceve anche la tensione a frequenza acustica, mentre la seconda la sola tensione continua di polarizzazione.

L'accoppiamento fra questi due triodi è dato dalla resistenza inserita sui catodi (accoppiamento catodico) Tale invertitrice di fase è stata presentata dalla Philips per un suo amplificatore, ma può essere impiegata egregiamente anche la 6SL7 con opportuna modifica dei valori dei componenti il circuito. Buona parte della stabilità dell'amplificatore è dovuta all'invertitore di fase adottato. Seguono due 6V6 in controfase amplificatrici di potenza alle quali viene applicato il sistema ultralineare. La contro-reazione a tutti gli stadi dell'amplificatore è come al solito, ricavata dalla bobina mobile dell'altoparlante e rinviata alla griglia del 2° triodo del primo tubo. Vi sono così ben 4 stadi compresi nella catena di contro-reazione, con tutti i vantaggi che ne derivano e con perfetta stabilità assicurata dai particolari circuiti di accoppiamento fra i varii stadi e dalle caratteristiche del trasformatore di uscita. Il grado di contro-reazione è di circa 14 dB. Col sistema ultralineare non è necessario un tasso di contro-reazione tanto alto, data la bassissima distorsione e la bassa resistenza. Ciò è importante e permette inoltre di usare un trasformatore di uscita non eccessivamente complicato e torna tutto a vantaggio della stabilità dell'amplificatore.

4. - REALIZZAZIONE

Il progettista, dopo aver vagliato, scelto, riempie pagine con segni strani che forse solo lui riesce a capire: strani zig-zag, circolini con naso e bocca come

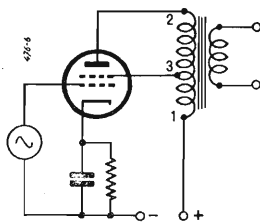



Fig. 3. - Principio di funzionamento dell'amplificatore ultralineare.

quelli che fanno i bambini e altri segni non precisamente definibili.

Dopo avere ancora esaminato, studiato, calcolato, passa a tracciare lo schema definitivo: le biscioline sono più regolari, gli omarini più allineati e precisi, un'insieme di segni che può finalmente chiamare schema definitivo . . . per il momento, ma definitivo non lo sarà mai . . . domani . . . forse qualche nuova idea più o meno geniale . . . le prove di laboratorio . . . si potrebbe modificare . . . ottenere anche di più ma . . .

Alla fine la costruzione pratica: cominciare a preparare le parti e costruirne qualcuna di sana pianta; qui è il caso . . . ahimè . . . del trasformatore di uscita che non si troverebbe in commercio certamente; ma coraggio: l'appassionato non si ferma e lo scoglio può essere superato. Si è studiato un tipo di trasformatore facilmente realizzabile da chi ha una certa pratica ed esperienza in simili lavori. Altri forse rimarranno sconcertati, ma potranno farlo costruire presso qualche industria specializzata e attrezzata per simili lavori coi dati che forniamo e seguendo i consigli che suggeriamo. Facciamo notare che tale trasformatore deve rispondere a molti requisiti: induttanza del primario, flusso disperso, bilanciamento, rendimento.

Le misure eseguite, a costruzione ultimata, hanno confermato che tali requisiti sono stati raggiunti e il tra-

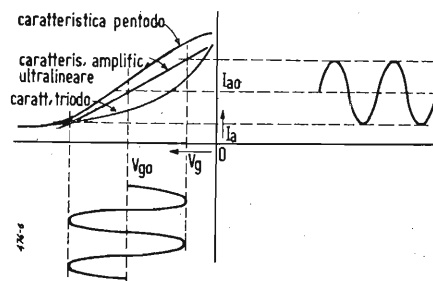



Fig. 4. - Caratteristica mutua dinamica dell'amplificatore ultralineare (2).

sformatore, nonostante l'impiego di materiali correnti, può considerarsi perfettamente adatto e disimpegnare ottimamente la sua funzione nonostante il basso costo. E allora . . . all'opera dunque. Anzitutto bisogna avere a disposizione un buon nucleo in ferro-silicio. Le lamelle avranno uno spessore non superiore a circa 0,3 mm. Le suddette saranno del tipo tranciato senza traferro. Il cartoccio è indicato in fig. 5 ed è a 6 gole non eguali fra di loro ma eguali a due a due.

La larghezza delle gole andrà stabilita in relazione all'ingombro del numero

(1) *G. Dalpane:* Complesso per audizioni di alta fedeltà acustica. *«l'antenna», settembre* 54, *XXVI, n.* 9, *pag.* 242 *e segg.*

(2) *La bassa distorsione dell'amplificatore ultralineare può essere dimostrata, per semplicità, con le carateristiche anodiche del triodo e del pentodo. Le distorsioni di seconda armonica per forti segnali dovute alla curvatura inferiore può essere soppressa utilizzando un circuito in controfase.*

delle spine e diametro dell'avvo g'mento. Cercheremo di dare una spiegazione esauriente e largheggiare in consigli. La sezione lorda della colonne centrali

Fig. 5. - Disposizione degli avvolgimenti nel trasformatore d'uscita. Vedi testo.

sarà di circa 9 cm² (30 × 30 mm di lato circa).

Prepariamoci ora ad avvolgere il primario (alta impendenza). Con filo smaltato da 0,15 mm di diametro si inizierà ad avvolgere la sezione 1 D (1ª destra) da 2280 spire. L'inizio andrà alla placca e la fine alla GS di una 6V6.

Fig. 6. - Schema elettrico completo di un amplificatore di tipo ultralineare, con preamplificatore.

Fig. 7. - Distribuzione e disaccoppiamenti delle tensioni anodiche, nell'amplificatore di fig. 6.

Sempre nello stesso senso si avvolgerà la 2 D composta di 720 spire del medesimo filo. La fine di quest'ultimo avvolgimento andrà al + AT. Avremo così avvolto metà avvolgimento dell'alta impendenza con presa per la GS (sezioni denominate arbitrariamente 1 D e 2 D). Smontiamo ora il cartoccio dall'avvolgitrice e giriamolo di 180 gradi, Possiamo ora iniziare le altre due sezioni che risulteranno così avvolte in senso contrario alle due precedenti e precisamente la 1S e la 2S (sinistre) Allo stesso modo si avvolgeranno le sezioni secondarie con filo da 0,6 mm, che come risulta dalla figura, saranno una di senso opposto all'altra. Le sezioni 1S e 1D saranno avvolte interponendo seta sterling ogni due o tre strati. Le sezioni 2D e 2S potranno essere avvolte a strati regolar senza isolamenti fra strati. Infine i secondari S e D saranno avvolti isolando ogni strato con carta sottile.

I separatori isolati fra le varie sezioni saranno in presspann, bachelite o altro, dello spessore di 1 ÷ 1,5 mm con tagli radiali di almeno 3 mm di larghezza per permettere il comodo passaggio di due uscite degli avvolgimenti che saranno isolate in tubetto di cotone sterlingato. E' infatti necessario un perfetto isolamento fra i due avvolgimenti. Per avere la massima durata del trasformatore è necessario impregnare la bobina con vernice isolante previo essicamento al forno, ma in mancanza, si può immergere le bobine in paraffina a 130° per almeno un'ora sempre alla suddetta temperatura e chiudere il trasformatore completo in custodia ermetica riempita di paraffina.

Il primario dovrà presentare un'impendenza di circa 10.000 Ω, e pertanto, il secondario, colle combinazioni serie-parallelo dei suoi avvolgimenti, permette di alimentare altoparlanti di varia impendenza. Bisogna fare attenzione a collegare sempre gli avvolgimenti del secondario nel senso giusto, affinchè le tensioni di uscita si sommino quando vengono messi in serie due avvolgimenti.

E' sempre meglio utilizzare le due sezioni secondarie, siano queste disposte in serie o in parallelo. Ad esempio mettendo i due secondari in parallelo (tensione in opposizione) le spire sono 125 e potranno alimentare un'altoparlante di impendenza di entrata di 4 ÷ 5 Ω. Diamo, per comodità del lettore, uno specchio delle spire secondarie per alimentare qualche tipo di altoparlante, quando come nel nostro caso. l'impendenza al primario, fra placca-placca, sia mantenuta a 10.000 Ω.

TABELLA 1. - Numero delle spire del secondario in funzione dell'impedenza della bobina mobile dell'altoparlante.

Impedenza altoparlante Z bob. mob.	N° spire del secondario
18 Ω	250
15 Ω	230
7 Ω	157
4,3 Ω	125
2,25 Ω	90
1,25 Ω	67

Il lettore potrà riferirsi all'articolo già pubblicato (1) per calcolare rapporti diversi da quelli qui sopra esposti.

La controreazione si potrà prelevare dalle prese 0 — 250 (previa la scelta della fase) e i valori delle resistenze del partitore (300 Ω e 30 Ω) resteranno quelli dello schema.

L'alimentatore dovrà dare, alla presa + AT, da 300 a 350 V sufficienti per avere una potenza di uscita di 6 W massimi indistorsi.

Abbiamo voluto largheggiare in consigli pratici per la realizzazione del trasformatore e per molti sarà stato molto utile; per altri forse inutile, ma dalle lettere che mi pervengono ho notato che molti possono trovarsi in difficoltà su questioni che sembrano semplici a prima vista. E' chiaro che non tutti i lettori possono essere in grado di costruirsi il trasformatore del tipo richiesto per questo veramente ottimo amplificatore senza consigli pratici.

Prove di distorsione, con onde sinoidali e onde quadre all'oscillografo, e prove di ascolto, consigliamo di adottare senz'altro un circuito di questo tipo per la realizzazione di amplificatori di alta qualità. Sono a disposizione, tramite *l'antenna*, di quei lettori che, tecnici o non, chiedono chiarimenti, per questo come per altri circuiti descritti su questa rivista.

*

sulle onde della radio

Egitto

Per comunicazione diretta dalla Egyptian Broadcasting Service.
Programma ad onde corte:
12030 kHz 05.00 - 08.00 } Arabo
13.00 - 14.50
con esclusione dalle 14.00 alle 14.15 che da notizie in Ebreo.
7055 kHz 10.00 - 22.20 Arabo
con esclusione dalle 17.45 alle 18.00 che da notizie in Turco.
15315 kHz 13.00 - 16.00 per Estremo Oriente in Inglese-Arabo-Indu-Indonesiano.
9475 kHz 19.00 - 23.00 programma Europeo in Inglese-Francese-Italiano-Greco-Tedesco.

Tutte le stagioni hanno la potenza di 100 kW.
Propramma ad onde medie:

773 kHz (50kW) ore 05.00-08.00 Arabo
620 kHz (20kW) » 09.00-11.00 »
773 kHz (50kW) » 13.00-14.50 »
773 kHz (50kW) » 16.00-22.00 »
620 kHz (20kW) » 11.30-14.00 } Progr.
» 19.00-23.00 } Europ.

Francia

L'ultima scheda programmi per la Francia d'Oltremare (Senegal, ecc.) è la seguente (programmi in lingua Francese):

00.30-02.00 I su 9765/11700 kHz
04.30-05.45 II su 7280 kKz
06.30-07.30 III su 9550 kHz
07.45-08.30 IV su 11920/15240 kHz
08.30-09.00 V su 15240/17850 kHz
11.30-12.00 I su 15240 kHz
13.58-16.00 VI su 15400/17850 kHz
17.00-18.15 II su 11845/15350 kHz
18.15-19.00 per Medio Oriente 9675 kHz (e 11845 kHz).
21.30-22.30 IV su 9560/11700/15240 kHz
20.30-24.00 VI su 7280 kHz

Giappone

La stazione « Britcom Broadcasting » della British Army opera su 1450 e 6105 kHz (0,5kW ciascuna) dalle 22.30 alle ore 15 (Sabato e Domenica ore 16). Tutti i programmi sono trasmessi in inglese.

Grecia

L'ultima scheda programmi di « Radio Atene »:
9607 kHz: 08.15-12.30 per Cipro
13.00-14.00 per Egitto
16.00-17.00 per Cipro
17.30-17.45 per Russia
18.00-19.00 per Inghilt. e Francia
19.30-20.30 per Nord-Europa
6177 kHz: 14.30-15.45 per Balcani

Guinea Spagnola

« Radio Santa Isabella » opera su 7200 kHz con un programma in Inglese giornaliero alle 20.30.

Honduras

« La Voz de la Patria » è una nuova stazione dell'Honduras. Essa trasmette da La Ceiba su 6135 kHz.

India

Servizio occidentale: per Afganistan e contrade viciniori:
04.20-04.30 su 4930/6065 kHz
06.30-07.30 su 7170/9560 (Venerdì soltanto)
14.45-15.30 su 5960 kHz
17.30-18.30 su 3950/5960 kHz
18.30-19.30 su 3970/5960/7240 kHz

Indo-China

L'ultima scheda programmi della Radiodiffusione Nazionale Khmere (Radio Cambogia) di Phnom-Penh è la seguente:
1433 e 6095 kHz (ciascuna 10 kW) 01.00-02.00; 06.00-08.00; (05.45-11.00 alla domenica) e 12.00-15.15.
Notizie in francese:
01.45-02.00, 06.45-07.00
Notizie in khmere:
01.15-01.30, 06.30-06.45, 12.45-13.00
13.15-13.30, 14.00-14.15

Isole Pitcaire

La serie dei programmi già da noi pubblicati sono da considerarsi sorpassati. La nuova scheda programmi è la seguente:
Inglese: su 500 kHz 18.00-19.00
21.00-22.00
05.00-07.00
su 12100 kHz 01.00 (bollett. meteor.)
06.00-07.00
La potenza delle due stazioni è 0.5 kW.

Iugoslavia

La Jugoslavia trasmette ora, giornalmente, in lingue estere da «Radio Belgrado» dalle ore 19.00 alle 24.00.
« Radio Belgrado » ritrasmette anche il programma delle onde medie dalle 14.00 alle 19.00 su 6100 (100 kW) e 9505 (10 kW).
« Radio Nov Sad » (100 kW) su 1268 kHz ritrasmette il programma di « Radio Belgrado » dalle 21.00 alle 24.00.
Programma in Inglese:
19.30-19.45 23.45-24.00 su 6100 e 7200 kHz
Programma in Francese:
20.30-20.45 su 6100 e 7200 kHz
Programma in Spagnolo:
22.30-23.00 23.30-23.45 su 6100 e 7200 kHz
La stazione centrale degli Amatori è in aria su 7416 kHz giornalmente dalle ore 15.00 alle 16.30 con musica leggera.

Liberia

Una nuova stazione opera a Monrovia - ELWA - in Inglese per conto della Missione Interna Sudanese. La potenza della stazione è di 1 kW su onde medie. Per le altre parti dell'Africa trasmette anche in molti dialetti locali. Comincerà presto anche su onde corte.

Nazioni Unite

La nuova scheda programmi in onda alla metà di giugno è:
I (Per l'est dell'europa: in russo) 18.00-18.25 (Lunedì-Venerdì) su 11720 kHz;
II (Per Occidente: Sud Europa e Medio Or.) 18.00-19.00 (Lunedì-Venerdì) su 11870 kHz (WDSI), 15280 (WRCA);
III (Per Sud-Europa e Medio Oriente) 05.00-06.15 (Martedì-Sabato) su 7200, 9615 (V.O.A. Tangeri). Quest'ultimo programma è trasmesso a Tangeri da WLWO (Cincinnati) su 6040 e 9685 kHz.

Nazioni Unite

Trasmissioni dalle Nazioni Unite per l'Europa ed il Medio Oriente in Inglese e Francese sulle riunioni dell'Assemblea Generale e sul Consiglio di Sicurezza, quando in sessione:
IV { 15.30-18.00 su WRCA 15280 kHz
20.00-23.45 su WRCA 9550 kHz
20.00-23.15 su WDSI 11870 kHz
Per l'America Latina e Caràibi (Lunedì-Venerdì):
V { 00.01-01.00 Spagnolo: su 9530 (WGEO)
su 11890 (WRCA)
su 15270 (WDSI)
dalle 00.45 anche da WLWO (11710).
su 9530 (WGEO)
01.15-01.24 Portoghese su 9650 (WGEO)
01.24-01.30 Francese: su 11790 (WDSI)
su 15210 (WRCA)
Per l'America Latina (Lunedì - Venerdì):
03.00-04.00 Spagnolo: su 9600 (WLWO)
su 9700 (KRCA)
su 11710 (WLWO)
su 11755 (KRCA)

Paraguay

La stazione ZPA1 (Radio Nacional) di Asuncion ha cambiato frequenza da 6275 a 5955 kHz e così si è resa udibile ancora.

Paraguay

« Radio Stentor » di Asunción, opera in Spagnolo con i seguenti orarî:
ZP4 730 kHz (1.5 kW) 13.00-04.00
ZP4A 9735 kHz (1.2 kW) 16.00-04.00
Notizie ad ogni inizio di ora.

Stati Uniti d'America

Da Los Angeles (California) le trasmissioni per l'A.F.R.S. sono le seguenti:
Per l'Asia Orientale: 02.00-09.00 su 11810 (KCBR3) e 15315 (KCBR2); 07.30-10.00 su 9700 (KCBR5); 09.30-15.15 su 6040 (KCBR3), 9700 (KCBR2).
Per le Filippine ed Isole Marianne: 02.30-06.00 su 15340 (KCBR1).
Per l'Alaska ed Aleutine: 02.15-06.15 su 15130 (KCBR4), 06.30-13.00 su 9570 (KCBR4).
Per i Caràibi: 01.15-07.00 su 9530 (KCBR5); 13.15-15.15 su 9530 (KCBR4).

Sudan

Ci scrive il Direttore delle Poste e Telegrafi di Khartoum, « R. Omdurman » ora usa 4975 kHz (nuova frequenza) con 7.5 kW di potenza e 6437 kHz (0.7 kW). Programmi invariati.

Tangeri

La Stazione Radio Evangelica, di cui avevamo già parlato nei nostri precedenti numeri, ha di recente cambiato la sua chiamata e denominazione in WTAN « The Voice of Tangièr » ed opera come segue:
7305 kHz (2.5 kW)
giorni feriali 14.00-14.30, 21.30-22.00
Domenica 14.00-15.00
In spagnolo: 14.00-14.30
Martedì: 14.00-14.15
Domenica: 14.00-15.00
In inglese: Lunedì, Mercoledì, Venerdì:
21.30-22.00
In portoghese:
Martedì 14.15-14.30
Sabato 21.30-21.45
In francese:
Sabato 21.45-22.00
In cecoslovacco:
Giovedì 21.30-22.00
In tedesco:
Martedì 21.30-22.00

Taiwan

Le stazioni della B.C.C. (Broadcasting Corporation of China), New Park, Taipei, sono:
« Voice of Free China »
su 7130 kHz BED7, su 11736-BED6,
su 11920-BED4, 15235-BED3.
« Taiwan Broadcasting Station »: 1° programma
su 660/6095 kHz BED22/BED29;
2° programma
su 1029 kHz BED9
Emittenti Regionali:
BED 24 su 1010 kHz Tainan
BED 23 su 960 kHz Taichung
BED 20 su 1070 kHz Chia-i
BED 25 su 840 kHz Kaohsung
BED 32 su 1190 kHz Hualien
BED 28 su 890 kHz Tainung.
Stazione a disposizione delle « Forze Aeree »:
BEC 32 - Taipei, che usa 980, 6119, 9775 kHz.
Stazione a disposizione della Polizia: BEC 38 - Taipei, che usa 940, 5960 kHz, e le stazioni militari:
BEC 22 su 1100- 7000 kHz Taipei
BEC 24 su 1250- 9910 kHz Kaoh-sung
BEC 26 su 1330-10020 kHz Tsoying
BEC 25 su 1350- kHz Hualien
BEC 23 su 1200- kHz Taichung

Unione del Sud Africa

Il programma di Cape Town in Africano, su 4895 kHz, viene trasmesso al Sabato dalle 07.30 alle 22.45, alla Domenica dalle 06.55 alle 22.05 e negli altri giorni dalle 07.30 alle 13.15 e dalle 15.00 alle 22.05.

Venezuela

La stazione YVKO, Radiodiffusora Nazional Caracas, opera su 6170 kHz con un programma in Francese il Mercoledì dalle 23,30 alle 23.45 ed al Venerdì dalle 00.15 alle 00.30.

Venezuela

Una nuova stazione YVMZ « Radio Calendario » da Maracaiboè riportata su 9624 kHz dalle 14.30 alle 23.30.

(Antonino Pisciotta)

notiziario industriale

Gli Accumulatori allo Zinco-Argento

L'applicazione delle batterie allo zinco argento ai ricetrasmettitori di cui era dotata la spedizione Desio al K 2, ha attirato l'attenzione dei tecnici su questo tipo di accumulatore. Non è nuova l'idea di usare come elemento secondario una coppia elettrochimica dotata di forza elettromotrice relativamente elevata e di peso modesto, quale è fornita dallo zinco e dall'argento. Ad essa si arrivò nel corso delle annose ricerche per « l'accumulatore leggero ».

Tra i numerosi elementi secondari alcalini, oggetto di ancor più numerosi brevetti, pochissimi furono quelli che ebbero realizzazione industriale.

La coppia reversibile sfruttante ioni di argento e di zinco fu trovata fin dal 1895 da Krieger. Fu poi ripresa da Jungner nel 1899, che tuttavia la trascurò, legando il suo nome all'elemento alcalino al ferro-nichel-cadmio (quasi contemporaneamente a Edison per il ferro-nichel).

Ulteriori studi furono compiuti sull'elemento Zn-Ag dal cecoslovacco Jirsa nel 1927, ripresi dieci anni più tardi dall'inglese Drumm.

Il ritrovato su cui si basa l'accumulatore nella sua attuale realizzazione, risale al 1941 ed è opera del francese André che riuscì a superare le difficoltà che ne ostacolavano il funzionamento pratico.

André si associò a Mr. Michel Yardney che organizzò industrialmente la società per lo sfruttamento del brevetto.

Qualche anno dopo la fine della guerra le prime batterie « Silvercel » apparvero sul mercato mondiale costruite dalla Andrè Yardney o da ditte licenziatarie, facendosi notare per le levate prestazioni specifiche. Da noi la presentazione avvenne alla fine del 1953 da parte della Ditta concessionaria per l'Italia (*).

Esaminiamo le caratteristiche degli elementi paragonandole a quelle dell'accumulatore al piombo ed a quelle dei più comuni accumulatori al ferro nichel.

I dati contenuti nella Tabella hanno soltanto un valore orientativo e sono intesi a dare un'idea degli ordini di grandezza.

Ci si riferisce a elementi da 30 Ah circa alla scarica in 10 ore.

Elemento	Tensione media di scarico (V)	(Ah/kg)	(Ah/dm³)	(Wh/kg)	(Wh/dm³)	Lire per wattora immagazzinato
Zn-Ag	1,5	60	90	90	135	450
Pb/H_2SO_4	1,9	15	30	30	60	50
Fe-NI	1,2	20	25	20	25	150

Si possono notare le elevate capacità ed energie specifiche in confronto ai comuni accumulatori. Tuttavia risulta evidente dall'ultima colonna che il costo notevole confina lo zinco-argento tra le applicazioni speciali, per le quali considerazioni di peso o di ingombro sono preponderanti (apparati portatili, aeronautica, missili radiocomandati).

1. - PRINCIPI ELETTROCHIMICI.

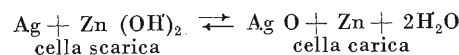
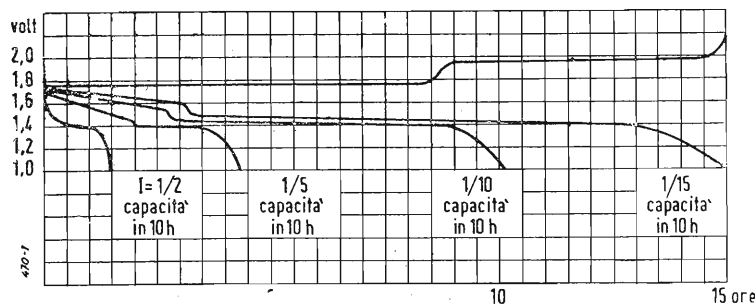
Esponiamo molto sommariamente i principi elettrochimici di funzionamento.

L'anodo è costituito da ossidi d'argento in appropriata suddivisione; il catodo da zinco, anche questo in opportuno stato chimico-fisico.

L'elettrolito è costituito da soluzione di potassa caustica al 40 %.

La reazione riassuntiva del complesso di reazioni reversibili:

$$Ag + Zn\,(OH)_2 \rightleftarrows Ag\,O + Zn + 2H_2O$$

cella scarica — cella carica

La separazione (che impedisce la conduzione elettronica pur permettendo la conduzione ionica) tra gli elettrodi, è costituita da un rivestimento di materia cellulosica microporosa.

Diagrammi di scarica di accumulatori allo zinco-argento.

2. - CARATTERISTICHE DI FUNZIONAMENTO.

Esaminiamo i fattori che hanno reso possibile l'aumento delle prestazioni.

1) il principale fattore dell'aumento delle capacità ed energie specifiche sta nella riduzione al minimo dei pesanti supporti conduttori della materia attiva (griglie di lega Pb-Sb negli accumulatori al piombo e lamierini d'acciaio perforati negli accumulatori alcalini). Questo è possibile grazie all'elevata conducibilità degli ossidi d'argento.

2) Elementi che forniscono forze elettromotrici relativamente elevate. Lo zinco si ossida con notevole calore di formazione ed il suo equivalente elettrochimico è basso (1,22 g/Ah) per questo (equazione di Gibss-Helmoltz) si hanno unitamente all'argento elevato forze elettromotrici.

3) Non occorre provvedere alla manutenzione dell'elettrolito. In ambienti in cui regna un normale tenore di umidità, durante l'esercizio, l'acqua necessaria viene assorbita dall'atmosfera circostante. Il pericolo di assorbimento di anidride carbonica contenuta nell'aria con trasformazione da parte della potassa caustica in carbonato di potassio, è reso trascurabile dal fatto che l'elettrolito risulta saturato da zincato di potassio.

L'elettrolito è tale da consentire il funzionamento delle batterie anche a temperature molto basse (fino a — 50°C).

4) Il rendimento in quantità di elettricità è assai elevato e si avvicina al 98 %.

Il rendimento in energia si aggira intorno all'85 %.

Se si confrontano queste cifre con quelle dei comuni accumulatori, si nota una vantaggiosa differenza. Infatti i rendimenti in capacità ed energia degli accumulatori al piombo stanno intorno al 90 e rispettivamente 75 %, mentre quelli degli accumulatori al ferro-nichel si aggirano intorno al 65 % in capacità ed al 50 % in energia.

5) L'elemento zinco-argento, non soffre se lasciato scarico e riprende interamente la capacità dopo una ricarica. L'autoscarica a circuito aperto è inferiore a quella dei comuni accumulatori al piombo.

6) L'elemento in alcune versioni, è dotato di particolari attitudini alla scarica violenta. Un elemento del volume di 0,75 dm³ e del peso di 1400 g. può fornire una scarica di 500 A, per 6 minuti.

7) Per quanto riguarda la durata, questa non deve essere inferiore alla durata degli elementi al piombo. Il valore di ricupero degli elementi allo zinco-argento è assai elevato, infatti si può ricuperare integralmente l'argento. Il valore di ricupero degli accumulatori al piombo si aggira intorno al 25 % del valore iniziale, mentre il valore di recupero delle batterie al ferro-nichel è praticamente nullo.

3. - ELEMENTI NEGATIVI.

Esaminiamo anche i fattori che, considerati sotto particolari aspetti si presentano meno favorevoli.

1) L'elemento zinco-argento non sopporta la sovraccarica.

Se viene sorpassata durante la carica

(*il testo segue a pag.* 334)

(*) *Hensemberger, Accumulatori Elettrici Milano*

Produzione Nazionale

Il Televisore Philips TI 1721 A/05

con cinescopio di 17 pollici e derivati

La Philips Italiana, i cui stabilimenti di Monza costruiscono valvole apparecchi radio e ricevitori di televisione e quelli di Alpignano lampade di ogni tipo, ad incandescenza, fluorescenti e al neon, è tra le primissime grandi industrie nazionali che hanno immesso sul mercato modelli di televisori. Essa infatti, presentò nel 1952 un apparecchio con schermo da 14 pollici e circuito convenzionale, che venne molto apprezzato dal pubblico.

La Philips italiana mantiene una stretta collaborazione tecnica con la Philips di Eindhoven, grande complesso industriale, che costruisce i più disparati prodotti e che è da annoverare tra le più importanti industrie, dotata di laboratori scientifici di ricerche, che hanno dato un notevole contributo al progresso tecnico e all'attuale sviluppo dell'elettronica.

La Philips-Radio produce attualmente tipi di televisori di 14, 17 e 21 pollici in edizione soprammobile e console, tutti con circuito intercarrier.

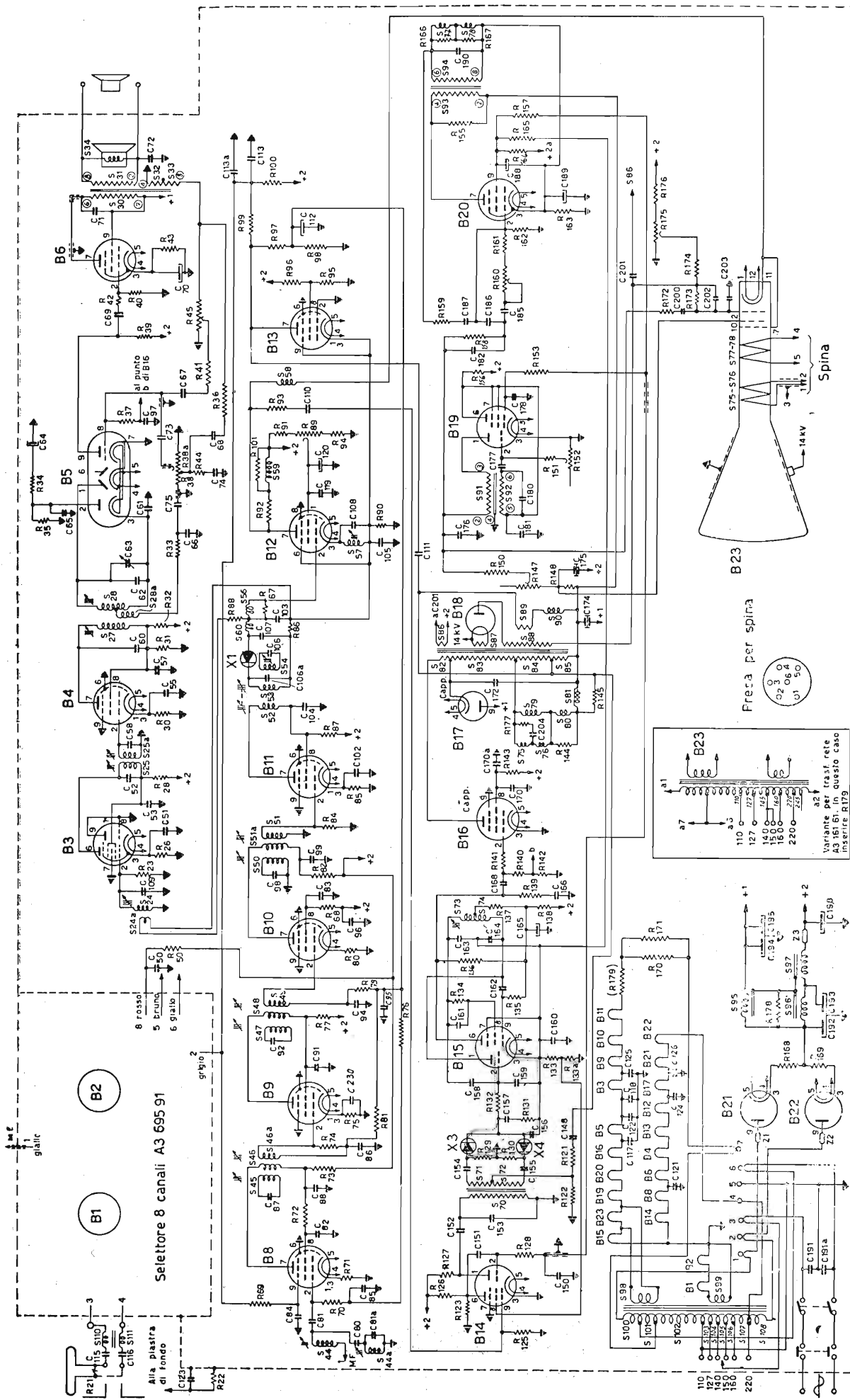
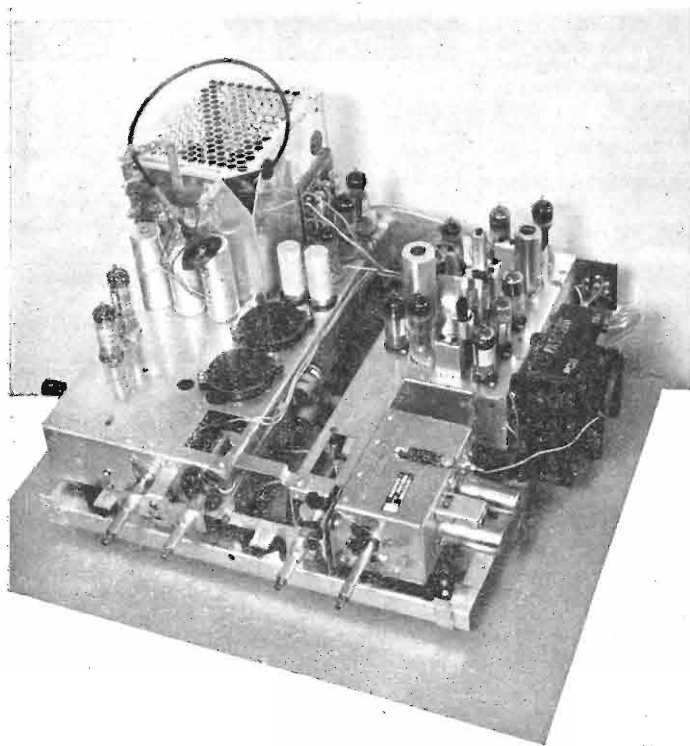
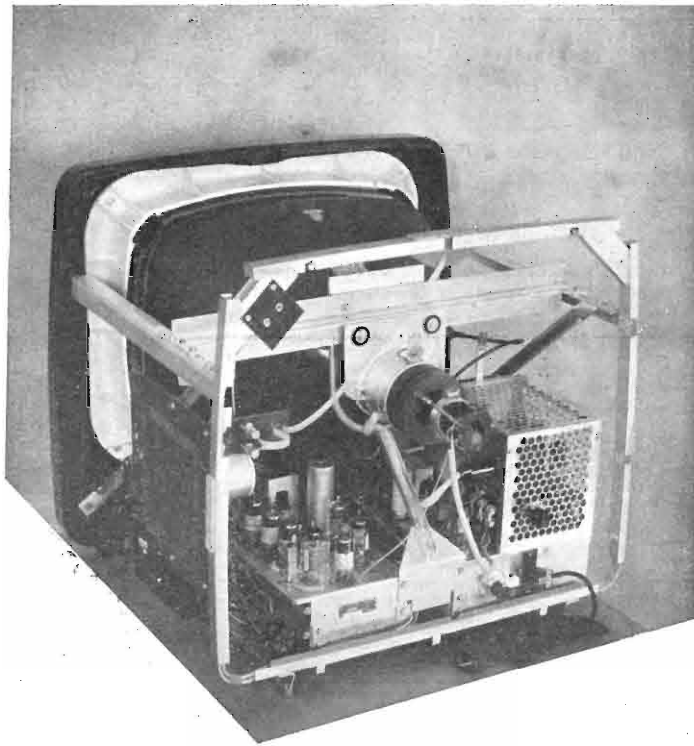
Descriveremo qui, in succinto, il televisore tipo TI 1721 con schermo di 17 pollici che comprende, salvo qualche particolare, i tipi di 14 e 21 pollici.

1. - TELEVISORE TI 1721 A/05.

Il televisore Philips TI 1721 A/05 è un apparecchio a 21 valvole più TRC e 3 diodi al germanio. Il circuito è del tipo « intercarrier sound ». Il selettore a 8 canali (3-4-4a-5-6-7a-8a-10) è a due valvole delle quali la prima è una PCC 84 amplificatrice di alta frequenza montata secondo il circuito « cascode » e la seconda è una PCF80 che funziona da oscillatrice locale nella sezione triodo e da mescolatrice nella sezione pentodo. L'uscita della media fresquenza è costituita da un « link » a bassa impedenza. La media frequenza a 4 stadi fuori selettore è del tipo « staggered » e funziona su 40.4 MHz per la portante audio e 45.9 MHz per la portante video.

Il rivelatore è un diodo al germanio OA60 seguito immediatamente dalla finale video PL83. Il collegamento diretto fra l'anodo di quest'ultimo e il catodo di controllo del TRC assicura le migliori condizioni di restituzione della componente continua del segnale video. Al controllo automatico di sensibilità provvede, secondo il sistema « keyed » una valvola EF80. La tensione negativa di controllo opportunamente e diversamente ritardata per la media frequenza e per il selettore assicura un perfetto funzionamento dell'apparecchio sia con segnali deboli che con segnali fortissimi senza ricorrere a commutazioni « locale » e « distante ».

Il segnale video composto viene portato ad una valvola ECL 80 che oltre a separare i segnali di sincronismo li amplifica e ne limita l'ampiezza. I segnali di sincronismo di riga attraverso un discriminatore di fase costituito da un trasformatore e da due diodi al germanio OA50 generano, nel confronto con gli im-

Due fasi della costruzione dei televisori Philips negli stabilimenti di Monza: il montaggio meccanico e quello elettrico.

Schema elettrico completo del ricevitore per televisione Philips TI 1721 A/05

Fotografia del telaio del televisore Philips modello TI 1721 A/05

Telaio completo del televisore Philips modello TI 1721 A/05

pulsi di riga locali, una tensione continua che controlla, per mezzo di una valvola a reattanza (sez. triodo di una ECL 80) la frequenza di un oscillatore sinusoidale (sez. pentodo di una ECL80).

Detta frequenza di 15625 Hz controlla la scarica di un condensatore agli estremi del quale si genera così una tensione di forma adatta al pilotaggio della valvola finale di riga PL81. Questa valvola lavora su un trasformatore d'uscita di riga ed EAT con diodo di ricupero PY 81 e diodo raddrizzatore per l'alta tensione FY51.

La tensione di ricupero di 560 V serve anche per l'alimentazione degli stadi dell'oscillatore per la deflessione verticale. La EAT dopo raddrizzamento ha il valore di 14 kV. La regolazione di linearità orizzontale è ottenuta per mezzo di una bobina inserita fra il trasformatore di uscita riga e le bobine di deflessione.

Detta bobina ha un nucleo di «ferroxcube» che può essere più o meno saturato da un magnete permanente. In tal caso si può variare l'impedenza di questa bobina lungo il percorso della riga ottenendo così una velocità pressochè uniforme dello spot sullo schermo.

I segnali di sincronismo di quadro, dopo integrazione, vanno a controllare previa amplificazione, la frequenza di un oscillatore bloccato che pilota la valvola finale di quadro PL82.

La sezione suono è costituita da 4 valvole delle quali le prime due amplificano il segnale di battimento fra le due portanti audio e video che è alla frequenza fissa di 5.5 MHz (intercarrier). La terza valvola PABC80 rivela e limita detto segnale con un circuito a rapporto. Dopo di che il segnale audio viene preamplificato dal triodo della stessa valvola e va a pilotare lo stadio finale audio costituito da una valvola PL82.

L'alimentazione è ottenuta per mezzo di un autotrasformatore che riceve le diverse tensioni di rete e fornisce le diverse tensioni necessarie all'accensione delle valvole e le due tensioni in opposizione per gli anodi delle valvole raddrizzatrici PY82.

Nella realizzazione pratica l'apparecchio è montato su due distinti chassis. L'uno porta il selettore e contiene tutta la parte amplificatrice audio e video, l'altro contiene la sintesi e l'alimentazione. *

Fase finale di montaggio e collaudo dei televisori Philips, negli stabilimenti di Monza.

nel mondo della TV

La televisione in Germania occidentale ha iniziato l'esercizio del suo nuovo assetto che consta della riunione di sei organismi distinti: la N.W.R., la Radio Bavarese, la Radio Hess, la S.D.R., la S.W.F. e la Radio Libertà Berlinese.
Queste sei società contribuiscono al programma comune che viene irradiato da 20 trasmettitori. Sono in costruzione altri 4 trasmettitori che entreranno presto in servizio.

La Germania esporta attualmente il 18 % della sua produzione di televisori, verso la Svizzera, i paesi del Benelux e l'Italia.
Anche all'interno vi è ora una forte richiesta di televisori.

I servizi tecnici della TV tedesca sono affidati alla Fernseh Technische Gesellschaft dipendente dall'Amministrazione delle Poste. In una recente riunione tenutasi a Marburg sono stati discussi importanti argomenti tecnici nel campo delle trasmissioni e ricezioni.

La TV in Australia si avvia verso la sua soluzione definitiva.
La Reale Commissione della TV nominata dal Governo ha infatti deciso di indire una gara per l'aggiudicazione dell'esecuzione di due impianti trasmittenti, a Sydney e Melbourne. Il servizio della TV australiana è stato ripartito fra un Ente Nazionale (senza pubblicità) e due Enti commerciali i cui proventi deriveranno dalla vendita dei programmi sotto profilo pubblicitario.

Dopo due anni di TV regolarmente funzionante il Canadà ha tirato le somme in tutti i settori con queste conclusioni:
a) l'esperimento di affidare l'esercizio ad una unica società in concessione esclusiva è fallito per l'insufficienza dei proventi causante una sterilità di programmi;
b) si è deciso di seguire l'esempio della Gran Bretagna affidando a due altre Società commerciali l'esercizio di due nuove reti trasmittenti con programmi a sfondo pubblicitario. Solo la vendita dei programmi può rendere rinumerativo il servizio ed assicurare così un buon ritorno di ottimi programmi.

E' stato concluso felicemente in Canada un interessante esperimento di trasmissioni cicliche di TV per l'agricoltura.
In questo grande Paese eminentemente agricolo, la TV si è rivelata preziosa per portare a diretta conoscenza degli agricoltori nuovi sistemi e procedimenti di colture, nonchè istruzioni circa la condotta dei raccolti e della loro utilizzazione più razionale in relazione all'andamento stagionale.
Tutte le notizie e le istruzioni erano fornite dalle varie Cattedre agricole esistenti nelle diverse regioni del territorio canadese.
Il successo è stato enorme ed ora non vi è più una fattoria sprovvista di televisore difronte al quale si raccolgono due volte alla settimana tutti i dipendenti.
Nel primo semestre del 1954 la vendita dei televisori è salita a 211.480 apparecchi.

La TV negli U.S.A. prende nuovi interessanti assetti.
Anzitutto vi è la netta tendenza ad aumentare la potenza irradiata dai trasmettitori, indipendentemente dal guadagno proprio dell'antenna.
Si tende a raggiungere sotto tali presupposti, delle potenze dell'ordine di 1000 kilowatt E.R.P. (effective radiated power).

Hanno concluso le loro indagini in America due iniziative statistiche sulla diffusione della TV negli U.S.A.
Le conclusioni, abbastanza interessanti sono le seguenti:
Il tempo passato dinanzi al televisore è di 28,9 ore per settimana (4 ore al giorno di media) per le famiglie di soli adulti inferiori alle 3 unità; di 33,1 ore per famiglie con più di 3 adulti; di 36,3 ore per la famiglia con ragazzi di meno di 6 anni; di 42 ore (6 ore giornaliere) per le famiglie con ragazzi di età inferiore ai sei anni.
Circa le preferenze nei riguardi dei televisori si hanno i seguenti dati:
il 37 % del pubblico è propenso all'acquisto di un 2° apparecchio anche pel fatto delle divergenze nei membri della famiglia in materia di programmi;
il numero medio di telespettatori per ogni televisore è di 3,3;
il 40 % dei telespettatori utilizzano schermi da 21 pollici.

Nuovi sviluppi tecnici della TV in America sono da registrarsi nel campo dell'estensione delle aree servite dalla televisione mediante l'impianto di piccole stazioni ripetitrici automatiche.
Tali stazioni ripetitrici sono a cambiamento di frequenza e possono erogare in media una potenza di 10 Watt. Sono installate dalle società che già possiedono una licenza di esercizio di una stazione TV e riescono in tal modo ad accrescere il numero dei telespettatori ricavando così maggiore profitto dalla vendita dei programmi.
Di tali stazioni ripetitrici se ne stanno installando a migliaia, in connessione con antenne trasmittenti ad alto guadagno.

La TV transatlantica è attualmente allo studio negli U.S.A.
Fra le varie soluzioni proposte vi è anche quella della posa di un cavo sottomarino fra la Scozia e Terranova (2500 Km) a frequenza vettrice, sul tipo dei cavi coassiali terrestri.
Un primo tipo di cavo di prossima posa transatlantica non consentirà però che solo 36 comunicazioni telefoniche simultanee, con una banda passante insufficiente per le trasmissioni TV.

La TV in Inghilterra sta sviluppandosi in modo eccezionale.
Anzitutto il pubblico inglese ne sente il bisogno e gli abbonati aumentano con un ritmo sempre crescente: infatti nel solo mese di settembre ultimo vi sono stati 144.098 nuovi abbonati contro 76.970 dell'agosto.
Una della ragioni dell'accrescimento dei teleabbonati è quella dei nuovi servizi annunciati dal nuovo Ente Indipendente televisivo che assicura un secondo programma di grande interesse. Un'altra ragione è da ricercarsi nell'importo modesto del canone d'abbonamento (circa 5000 lire annue per radio e TV).
L'industria radioelettrica inglese è in piena attività produttiva con ottimi profitti.
I prezzi dei televisori si aggirano sulle 100.000 lire pei tipi da 14 pollici e 130.000 lire pei tipi da 17 pollici.

La B.B.C. inglese ha posto in circolazione degli speciali furgoni recanti delle speciali scritte: *Servizio ricerca televisori clandestini*, provvisti di speciali apparati che riescono ad individuare e selezionare un apparecchio di televisione in funzione entro un raggio di 30 — 50 metri.
Ma più che altro questi furgoni sormontati da speciali antenne di forma biarco, che si spostano lentamente lungo le vie, fermandosi di quando in quando, hanno un notevole effetto psicologico sul pubblico, che a scanso di guai corre subito a fare l'abbonamento, se ne è sprovvisto.

Una inchiesta statistica in Inghilterra ha accertato che i telespettatori inglesi sono così suddivisi: il 28,8 % fra 16 e 29 anni; il 36,2 % fra 30 e 34 anni; 6 su 10 telespettatori hanno più di 45 anni.
Sono conclusioni molto differenti da quelle americane ove la maggiore percentuale di telespettatori è quella dei ragazzi.

Un'altra inchiesta statistica ha potuto accertare che in Inghilterra ben 300.000 abbonati ricevono la TV per cavo, tramite speciali impianti riceventi collettivi.

(*la rubrica segue a pag.* 332)

segnalazione brevetti

Dispositivo per la trasmissione di più messaggi contemporaei.
TELEFONBAU UND NORMAZEIT G.m.b.H. a Francoforte sul Meno (Germania) (5-858).

Perfezionamenti nelle antenne di apparecchi radio.
GENERAL ANILINE & FILM CORPORATION a New York (6-1080).

Sistema di modulatore e demodulatore PTM.
INTERNATIONAL STANDARD ELECTRIC CORPORATION a New York (6-1081).

Perfezionamento nei sistemi automatici di telecomunicazione.
MERCER RICHARD a Londra (6-1082).

Metodo perfezionato per la chiusura a tenuta di un recipiente a vuoto avente un tubo di evacuazione di aria con parete di grande spessore particolarmente applicabile alle valvole di radio ricevitori.
N. V. PHILIPS GLOEILAMENFABRIKEN a Einhdoven (Paesi Bassi) (6-1083).

Impianto radio goniometro.
TELEFUNKEN GESELLSCHAFT FUR DRAHTLOSE TELEGRAPHIE m.b.H. a Stuttgart W. (Germania) (6-1085).

Radio telefono selettore registratore.
GASSMANN VITAL OLIVIER a Mombazillac (Francia) (6-1088).

Perfezionamento nei sistemi di telecomunicazione o simili.
AUTOMATIC TLLEPHONE & ELECTRIC COMPANY LTD., a Strowver Works, Liverpool 7 (Gran Bretagna) (7-1302)

Radioricevente automatica con applicazione di antenna retrattile.
CIRELLI FILIPPO, a Bologna. (7-1303)

Perfezionamenti relativi ad oscillatori a tubi termoionici.
F.A.C.E. Fabbrica Apparecchiature per Comunicazioni Elettriche, a Milano (7-134)

Perfezionamento nei radioricevitori a supereterodina.
PHILIPS' GLOEILAMENFABRIEKEN (N. V.), a Eindhoven (Paesi Bassi) (7-1306).

Perfezionamenti ai microfoni a pressione del tipo a condotto di trasmissione del suono.
RADIO CORPORATION OF AMERICA, a New York (U.S.A.) (7-1306)

Microfono perfezionato.
SADIR CARPENTIER S. A., a Parigi. (Autore dell'invenzione Roche Georges) (7-1306)

Dispositivo a cerniera da applicarsi alle manopole di apparecchi radio riceventi e per racchiuderle in una custodia ad evitare che possano essere azionate.
SCOTTO di UCCIO SALVATORE, a Cagliari (7-1307)

Potenziometro a tenuta ermetica particolarmente per impianti radio.
S.E.C.I. Società Elettrotecnica Chimica Italiana e Ghermandi Mario, a Milano. (7-1307)

Dispositivo per lo scambio automatico dei pannelli del generatore di onde portanti in sistemi di comunicazione elettriche.
TELETTRA LABORATORI DI TELEFONIA, ELETTRONICA E RADIO Soc.p.a., a Milano (7-1308)

Copia dei succitati brevetti può procurare: Ing. A. RACHELI, Ing. R. ROSSI & C. Studio Tecnico per il deposito e l'ottenimento di Brevetti d'Invenzione - Marchi - Modelli - Diritto d'Autore - Ricerche - Consulenze Milano, via P. Verri 6, tel. 700.018 - 792.288

Costruzione di un Ottimo Preamplificatore d'Antenna

Si fornisce lo schema di un preamplificatore d'antenna (booster) particolarmente adatto per ricevitori TV con un circuito cascode quale amplificatore in radio frequenza. Presenta buon guadagno, eccezionale stabilità e larghezza di banda.

dott. ing. Alessandro Banfi

Nelle zone marginali ove il campo elettromagnetico delle emittenti TV è molto basso (ad es. sotto i 100 microvolt/metro) è molto utile poter disporre di un buon preamplificatore d'antenna (*booster*) che opportunamente installato nei pressi di una buona antenna ad alto guadagno consenta di elevare il livello del segnale nei rispetti del livello dei disturbi.

Molti sono gli schemi conosciuti per la costruzione di *boosters* d'antenna. Sovente però tali amplificatori pur presentando un certo guadagno, introducono alquanto disturbo di soffio elettronico con la conseguenza di provocare sulle immagini un notevole effetto "neve", che deturpa la ricezione.

Sovente poi il *booster* tende ad entrare in oscillazione con dannosi effetti sulla qualità dell'immagine la cui definizione viene molto ridotta a causa del sensibile taglio di banda ed effetti transitori negli stadi ad alta frequenza.

Molto critici sono a questo proposito gli amplificatori a radio frequenza del tipo *cascode* oggi assai diffusi nei televisori del commercio, pei quali va selezionato in modo particolare il *booster* d'antenna che dovrebbe precederli.

Il *booster* che presentiamo oggi è particolarmente adatto per essere usato con televisori aventi il *cascode* come amplificatore in alta frequenza.

Presenta un buon guadagno (dai 15 ai 20 dB totali) ed una eccezionale stabilità e larghezza di banda, queste due ultime caratteristiche dovute essenzialmente al tipo di circuito usato pei due stadi: eccitazione sul catodo con griglia a massa, tutto in controfase.

Non esitiamo ad affermare che tale circuito se ben realizzato, costituisce «il meglio» che si possa escogitare come amplificazione di frequenza dell'ordine dei 200 MHz.

La fig. 1 ne da lo schema elettrico.

In esso figurano impiegati due doppi triodi ECC81: l'adozione di tale tipo di valvola dipende dal fatto che i due catodi sono separati e possono venire ben eccitati in controfase.

Tutti i piedini «griglia» dei due zoccoli devono essere messi a massa con un cortissimo filo nudo di 1 mm di diametro.

Pure con filo nudo di 1 mm di diametro verranno fatti i collegamenti cortissimi fra il trasformatore d'ingresso ed i due catodi della prima ECC81; come pure tutti i successivi collegamenti fra le due placche della prima ECC81 ed il secondo trasformatore interstadio ed il secondario di quest'ultimo coi due catodi della seconda ECC81.

Anche cortissimi e da 1 mm di diametro saranno i collegamenti fra le due placche della seconda ECC81 ed il primario del trasformatore d'uscita.

I tre trasformatori ad alta frequenza sono identici meccanicamente ed elettricamente.

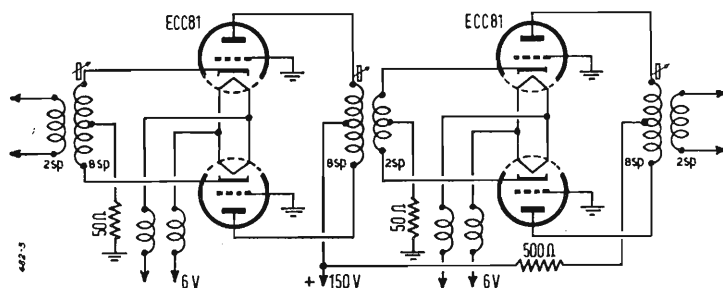



Fig. 1. - Schema elettrico del preamplificatore d'antenna.

La loro costruzione si effettua come segue.

Su un tubetto di «tangendelta» o resina acrilica a bassa perdita di 5 ÷ 6 mm di diametro provvisto di nucleo regolabile in ferrite, si avvolgono prima 8 spire di filo nudo od isolato da 0,8 mm di diametro.

Occorre fare molta attenzione alla realizzazione della presa centrale che deve essere assolutamente simmetrica nei rispetti dei due terminali.

Il mezzo migliore è di preparare l'intera lunghezza di filo necessaria e ripiegarlo al centro saldando assieme i due conduttori per una lunghezza di circa 1 cm. Si sistemerà allora al dentro del tubetto la codetta così risultante ad angolo retto e si avvolgeranno le due porzioni simmetriche della bobina.

Il numero di spire totale è di 8 (4 per parte).

L'avvolgimento secondario è di due sole spire di filo grosso nudo (1 mm di diametro) senza alcun supporto ed infilate sull'avvolgimento primario sopraccennato e tenute distanziate da questo da strisciette di plexiglas forzate fra i due avvolgimenti ed immobilizzate con politene fluido.

Anche qui occorre far bene attenzione a ben centrare fra di loro i due avvolgimenti simmetrizzandoli perfettamente.

I dati suaccennati sono per la banda dei canali alti (3°, 4° e 5°).

La costruzione è semplicissima come

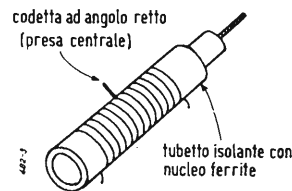



Fig. 2. - Particolare costruttivo dei trasformatori RF.

lo è il circuito elettrico che non comprende alcun condensatore e solo due resistenze catodiche di 50 Ω non bypassate ed una resistenza anodica di disaccoppiamento di 500 Ω.

I quattro «choker» sui filamenti sono costituiti ciascuno da una bobinetta di 20 spire filo 0,4 mm di diametro isolato in cotone avvolto su tubetto bachelite di 4 ÷ 5 mm di diametro.

L'alimentazione anodica si effettuerà con un raddrizzatore al selenio secondo lo schema di fig. 3.

Non occorre alcuna messa a punto;

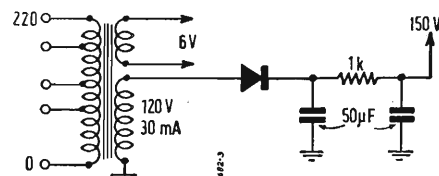



Fig. 3. - Schma elettrico dell'alimentazione anodica.

è sufficiente sintonizzare i tre trasformatori sino ad ottenere un buon guadagno.

Lo smorzamento dell'antenna da un lato e quello dell'entrata del ricevitore dal l'altro assicurano la larghezza di banda necessaria. Nel caso che questa risultasse troppo stretta, si dovrà porre in parallelo sul primario (placca) del trasformatore interstadio una resistenza da 3 ÷ 4 kΩ.

Ed ora . . . in bocca al lupo, per chi si accinge a realizzare questo *booster*.

assistenza TV

D *Vi chiedo uno schiarimento circa il comportamento del mio televisore. Quando regolo il bottone della « luminosità », contemporaneamente alla variazione di luce dello schermo, questo si allarga o si restringe nelle sue dimensioni. Perchè? Come posso rimediare a tale inconveniente?*

V. Porelli Milano

R L'inconveniente accusato dal suo televisore è purtroppo molto comune. Gli apparecchi di classe, ben studiati nei loro circuiti e nei loro componenti, ne sono però scevri od affetti in misura ridottissima. Esso dipende da una cattiva « regolazione » (è questo il termine elettrotecnico preciso) del circuito E.A.T.

In genere può dipendere dal trasformatore che possiede una eccessiva « caduta » di tensione in funzione della corrente erogata, ovvero dal diodo raddrizzatore A.T., col catodo sottoacceso o con tracce di gas.

Variando la luminosità dello schermo si viene a variare la corrente assorbita dal tubo catodico e fornita dal gruppo E.A.T.; precisamente ad un aumento di corrente corrisponde una diminuzione dell'E.A.T. per effetto della cattiva « regolazione » suaccennata.

Ad una diminuzione dell'alta tensione del tubo corrisponde un aumento della deflessione e pertanto le dimensioni dell'immagine aumentano.

Il rovescio si verifica riducendo la luminosità, ossia diminuendo la corrente assorbita dal tubo: l'immagine si restringe per l'aumentata tensione anodica.

Possibili rimedi sono i seguenti:

a) aumentare di una spira l'avvolgimento di accensione del diodo E.A.T.;

b) sostituire il trasformatore E.A.T. con altro di minore caduta totale (induttiva + ohmica);

c) controllare l'efficienza del diodo smorzatore-ricuperatore;

d) diminuire il valore della resistenza in serie sull'anodo della valvola amplificatrice finale di riga.

Inoltre sarebbe possibile introdurre un fattore di correzione alla variazione della E. A.T. predisponendo una resistenza variabile sul circuito alimentazione schermo della valvola amplificatrice di riga, comandata contemporaneamente alla resistenza catodica variabile sul catodo del tubo (controllo luminosità); tali due resistenze possono essere collegate meccanicamente (alberi coassiali rigidamente collegati).

Il valore della resistenza variabile sullo schermo andrà scelto in modo che la sua diminuzione con l'aumento di luminosità dello schermo compensi con l'aumentata efficienza della amplificatrice finale, la diminuzione della E.A.T.

D *Desidererei che mi spiegaste come si può accertare se il mio televisore « interlaccia » bene o no.*

G. Colombo - Busto Arsizio

R La cosa è molto semplice. Occorre fissare l'attenzione su un piccolo gruppo di righe d'analisi ben visibili, diminuendo eventualmente la luminosità onde farle spiccare il più nettamente possibile. Non ha importanza se la zona di schermo fissata è centrale o marginale, purchè si vedano bene le righe.

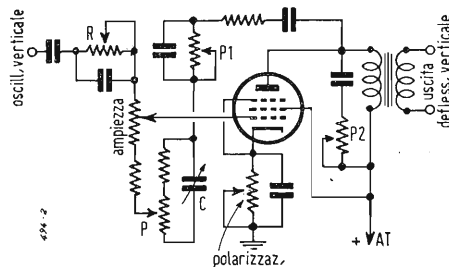
Muovendo lentamente in un senso o nell'altro il comando di sincronizzazione verticale, si devono vedere ad un tratto le righe sdoppiarsi (cioè raddoppiare di numero) ovvero appaiarsi (dimezzare di numero). Ripetendo varie volte la manovra col controllo verticale, questa variazione della rigatura deve apparire nettissima.

Il controllo verticale va regolato appunto sul numero massimo di righe che appariranno in tal caso lievemente oscillanti in luminosità (flicker di riga): è la condizione di interlaccamento che sarà perfetto se le righe appaiono equidistanti ovvero difettoso se le righe appariranno a coppie accostate.

Se il suo televisore non interlaccia per nulla, ovvero perde facilmente l'interlacciamento occorre revisionare, con l'aiuto di un oscilloscopio, il circuito separatore del sincro verticale (gruppo d'integrazione) ed i valori delle resistenze e capacità nell'oscillatore verticale sino a raggiungere il risultato desiderato.

Tenga comunque presente che mentre la perdita dell'interlacciamento degrada in certa misura la definizione in un televisore ben messo a punto con una banda passante di buona ampiezza ($4{,}5 \div 5$ MHz), sovente l'appaiamento totale delle righe migliora sotto un certo profilo l'aspetto generale di un'immagine poco dettagliata per scarsità di banda passante: in quest'ultimo caso le righe d'analisi sono ridotte alla metà, e per un fenomeno fisiologico inspiegabile, l'immagine migliora.

D *Nel mio televisore che ho autocostruito già dallo scorso anno non sono mai riuscito ad ottenere una perfetta linearità verticale. Il distanziamento delle righe d'analisi non è uniforme e per quanti sforzi abbia fatto nelle numerose operazioni di messa a punto, non ho potuto migliorare il funzionamento delo stadio deflettore verticale. Che cosa mi consigliare di fare?*

C. Rossi - Cremona

R L'inconveniente da lei accennato è purtroppo molto frequente nei televisori autocostruiti per mancanza di laboratorio di ricerche ed eterogeneità di componenti.

E' molto difficile poterle consigliare qualcosa di utile senza avere sottomano il televisore.

Comunque vogliamo qui indicarle un sistema che potrà essere utilizzato anche da altri amatori di TV nelle loro costruzioni.

Si tratta di introdurre un certo grado di controreazione (accorgimento oggi molto usato nei moderni televisori) nel circuito amplificatore verticale.

Lo schizzo che qui riproduciamo chiarisce questo concetto.

In esso vi sono due regolazioni di controreazione oltre ad un filtro variabile in parallelo al primario del trasformatore d'uscita.

Un'appropriata scelta sperimentale dei valori (a seconda della valvola e delle costanti del circuito consentirà di raggiungere degli eccellenti risultati di linearità. Tenere presente che l'ampiezza totale della deflessione viene leggermente ridotta introducendo tali circuiti correttori a contro-reazione.

La resistenza variabile R serve a correggere la linearità generale. La resistenza P_1 serve a correggere la linearità in basso del quadro; il potenziometro P serve a regolare la linearità al centro del quadro, mentre la capacità variabile C serve a correggere la linearità verso l'alto del quadro.

La resistenza variabile P_2 serve inoltre a correggere ogni tendenza ad oscillazioni parassite che introducono deformazioni di linearità in alto del quadro.

Tener presente che un'accorta regolazione della polarizzazione della valvola amplificatrice verticale (mediante una resistenza variabile sul catodo) permette di ottenere le migliori condizioni di funzionamento.

D *Nel mio televisore che funziona bene da oltre un anno, le immagini sono leggermente deformate geometricamente (specialmente ai bordi(nonostante che io abbia cercato di compensare tali deformazioni regolando la posizione della trappola ionica.*

Come potrei fare per rimediare a tale inconveniente?

G. Buratti - Roma

R Anzitutto tenga presente che la funzione della trappola ionica non è affatto quella di correggere le deformazioni delle immagini, ma bensì unicamente di riportare il pennello elettronico nella sua giusta direzione dopo essere stato deviato per depurarlo degli ioni pesanti. La trappola ionica va quindi mossa (ruotata e spostata assialmente) sino a raggiungere la massima luminosità dello schermo.

Le deformazioni del quadro possono essere corrette agendo sui vari comandi di linearità ed ampiezza, o rettificando la posizione del magnete di fuoco se il tubo è a focalizzazione magnetica.

Anche l'adozione di piccoli magneti ausiliari collocati lateralmente allo schermo può servire a correggere le distorsioni a « cuscinetto » o a « barile ».

Inoltre può adottare i suggerimenti ed i circuiti accennati nella risposta al Sig. Rossi di Cremona.

D *Possiedo un televisore di vecchio tipo ove manca l'autosoppressione delle tracce di ritorno, che appaiono talvolta noiosissime sullo schermo nelle scene molto luminose. Mi è stato detto che è possibile introdurre un circuito di soppressione: potete indicarmelo?*

A. Bonaventura Torino

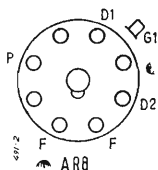
R Effettivamente nei circuiti dei televisori di vecchio tipo la soppressione era unicamente affidata al segnale trasmesso e non essendo sempre esattamente regolati i vari livelli del nero e del bianco in relazione ai

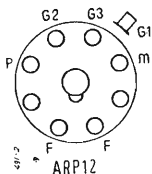
(la rubrica segue a pag. 334(

a colloquio coi lettori

D *Desidero sapere, se in vostro possesso, lo schema delle valvole e della disposizione dei piedini delle valvole* ARP 12; AR8; ATP7, *nonchè lo schema delle Medie Frequenze usate nel « Wireless Set N° 21 ».*

R Non siamo in possesso dei dati relativi alle Medie Frequenze impiegate nel complesso rice-trasmittente N° 21.

Per quanto riguarda le valvole richieste pubblichiamo i seguenti dati di cui disponiamo:

ARP 12. Equivalente civile VP 23 Mazda. Riscaldamento diretto. Pentodo a pendenza variabile per uso universale.

Tensione di accensione	2,0	V
Corrente di accensione	0,05	A
Tensione anodica	120	V
Tensione di schemo	60	V
Tensione di griglia	—1,5	V
Corrente anodica	1,45	mA
Corrente di schermo	0,5	mA
Pendenza	1,08	mA/V.

AR 8. Equivalente civile HL 23 DD Mazda. Riscaldamento diretto. Doppio diodo rivelatore e C.A.V. - triodo ad alta amplificazione per B. F.

Tensione di accensione	2,0	V
Corrente di accensione	0,05	A
Tensione anodica	120	V
Tensione di griglia	—2	V
Corrente anodica	1,0	mA
Pendenze	1,2	mA/V.
Resistenza anodica	21	kohm

ATP 7. Equivalente civile V 226 Mazda. Riscaldamento diretto. Pentodo di potenza per alta e bassa frequenza.

Tensione di accensione	6,0	V
Corrente di accensione	0,5	A
Tensione anodica	300	V
Tensione di schermo	220	V
Potenza di uscita	7	W

Non conosciamo le connessioni allo zoccolo.

D *Ho realizzato l'amplificatore ad alta fedeltà descritto sul n. 4 della Rivista, e vorrei una risposta a questi dubbi:*

1) E' possibile utilizzare per il filtraggio della tensione raddrizzata l'impedenza di filtro Geloso Z 160 R? *Le sue caratteristiche sono: Induttanza* 8H; *resistenza in c.c.* 250 *ohm corrente max ammissibile* 110 mA. *Dato che ho usato un altoparlante con impedenza alla bobina mobile di* 5 *ohm anzichè di* 7, *la tensione di controreazione risulta conseguentemente ridotta del rapporto* 81 : 96 = 0,843. *Quali modifiche comporta tale riduzione di tensione al circuito di controreazione* R3, R5, C5 ?

R 1) Si può tranquillamente utilizzare la impedenza di filtro Geloso Z 160 R al posto di quella indicata nello schema elettrico.

2) Dato che la riduzione del numero di spire secondarie del trasformatore di uscita ha condotto ad una riduzione della tensione di controreazione applicata al catodo del tubo preamplificatore EF 86, occorre modificare i valori del partitore R3 ed R5 in modo da riportare la tensione di controreazione la valore prescritto; e precisamente occorrerà aumentare R5 e diminuire R3 in modo tale che il valore complessivo di resistenza del partitore rimanga quello primitivo di 2210 ohm. Il condensatore C5 non viene in alcun modo interessato dalla modifica.

D *Un lettore di Genova ci propone il seguente quesito: come regolarsi per la costruzione di un trasformatore di alimentazione destinato a funzionare anche con un vibratore; ci chiede inoltre il titolo di un libro che tratti del calcolo di simili trasformatori, nonchè dei survoltori a lamine vibranti.*

R La costruzione di trasformatori di alimentazione destinati a funzionare indifferentemente sia attraverso la rete di illuminazione che a mezzo di vibratore derivato su una batteria di accumulatori, è realmente non del tutto semplice, senza però essere alcunchè di sublime. Gli elementi contrastanti da conciliare sono principalmente la frequenza e la forma d'onda. Dei due è di gran lunga più importante il primo, dato che sia la forma d'onda della rete che quella del vibratore sono generalmente ben lontane da quelle teoriche. La differenza di frequenza è sempre percentualmente notevole nei due casi di funzionamento, dato che se quella di rete è ora unificata al valore di 50 Hz, quella dei vibratori è in genere compresa tra i 100 ed i 130 Hz. Ne deriva quindi la necessità di un compromesso che si realizza in genere calcolando il trasformatore per una frequenza compresa tra i due limiti suddetti, ma più vicina a quello inferiore.

Attualmente i problemi relativi alla costruzione di simili trasformatori sono stati brillantemente risolti con l'introduzione dei vibratori funzionanti alla frequenza di 50 Hz, eliminando così tutte le difficoltà in tal senso e migliorando conseguentemente il rendimento complessivo di tali alimentatori.

Un altro elemento che va tenuto presente nel progetto di trasformatori per vibratori è la scelta del valore più conveniente della densità di flusso nel circuito magnetico; tale parametro è in genere difficile da mantenere costante a causa della notevole variazione della tensione di alimentazione nelle condizioni di batteria carica e di batteria scarica. Elementi per una scelta di un valore numerico della densità di flusso sono ottenibili con una certa sicurezza solo quando siano ben note le caratteristiche magnetiche del lamierino da impiegare.

Non ci risulta esistano pubblicazioni che trattino particolarmente i survoltori a lamine vibranti, mentre per i trasformatori consigliamo il nostro lettore di consultare un qualsiasi trattato di elettrotecnica.

D *Ho letto nel Numero di Maggio de « L'antenna » la descrizione del* TX 80; *Vorrei sapere quanto possa costare, alimentazione inclusa, acquistando tutti i componenti nuovi al commercio. Sarei contento di sapere esattamente la potenza in antenna di un simile trasmettitore.*

R La potenza in antenna erogabile del trasmettitore TX 80 si aggira intorno ai 70 W in telegrafia e sui 30 35 W in telefonia. La potenza erogata in telefonia è funzione dell'indice di modulazione anodica adottato, ed in definitiva della potenza di B.F. del modulatore stesso.

Per quanto riguarda il costo dell'apparecchio una risposta è assai difficile da formulare, per non dire impossibile. Tutto è funzione della qualità dei componenti che si intendono usare, e della reperibilità dei medesimi nel luogo di residenza.

A titolo puramente orientativo consideriamo molto ottimistico il valore di 40-45 mila lire.

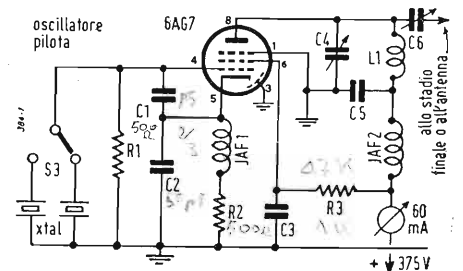
Un Ottimo TX con la 6AG7

Un buon circuito oscillatore per trasmettitori radiantistici è quello riprodotto in fig. 1; esso impiega un ottima valvola, la 6AG7, che si presta egregiamente anche come oscillatrice-quadruplicatrice di frequenza.

Il circuito oscillante rappresentato dal gruppo C_4-L_1 può infatti essere accordato su una armonica del quarzo oscillatore e si ha una uscita RF sufficiente a pilotare una valvola tipo 2E26 - 807 - PE06/40 ecc. in stadio intermeedio o anche come amplificatrice finale.

L'induttanza L_1 deve essere costruita per risuonare sulla frequenza di uscita desiderata.

Per la banda dai 7 MHz può essere costituita da un supporto in ceramica diametro 32 mm a 6 listelli lisci con 14 spire filo argentato da 1 mm spaziate 1 mm

Questo circuito è raccomandabile sia ai nuovi OM come all'« old timer » in

C_1 = 15 pF, mica; C_2 = 50 pF, mica; C3 = 2000 pF, mica; C_4 = 100pF, variabile; C_5 = 500pF mica; C_6 = 7÷35pF, variabile; R_1 = 68kΩ, 1/2W; Ri = 500ohm, 1W; R_3 = 47kΩ, 1W; JAF_1 = JAF_2 = impedenza RF 2,5mH; $XTAL$ = 7MHz Iris Radio.

quanto con l'ammontare del traffico sulle bande radiantistiche, le stazioni controllate a quarzo disturbano meno, occupano una porzione di banda minore, emettono segnali più fini, più intelligibili e più potenti.

A chi obbietta che con l'impiego di un buon V.F.O. si ha la possibilità di cambiare facilmente di frequenza facciamo rilevare come la pratica insegni che con una modesta serie di quattro o cinque quarzi commutabili rapidamente si può ottenere lo stesso scopo con una migliore emissione e con una spesa molto più modesta

(*C. Bellini*)

Circuito Base dei Tempi di Riga Autoscillante*

di A. Boekhorst

1. - INTRODUZIONE

Il progetto del circuito base dei tempi qui descritto porta un contributo notevole alla semplificazione dei ricevitori TV. Esso comprende un solo tubo PL81 che agisce contemporaneamente da generatore a dente di sega e da amplificatore finale. La semplificazione è ottenuta senza pregiudizio per quanto riguarda il buon funzionamento del ricevitore. Benchè non sia incorporato alcun circuito volano, la sincronizzazione risulta del tutto insensibile a disturbi eventualmente presenti nel segnale di sincronismo.

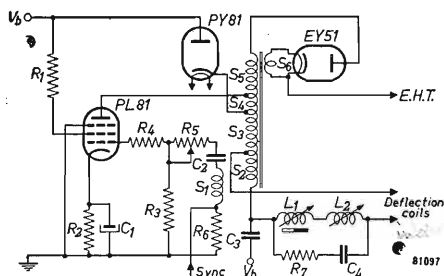



Fig. 1. - Circuito base dei tempi di riga autooscillante. $R_1 = 7.5\ k\Omega$; $R_2 = 33\ \Omega$; $R_3 = 56\ k\Omega$; $R_4 = 4.7\ k\Omega$; $R_5 = 20\ k\Omega$; $R_6 = 2.7\ k\Omega$; $R_7 = 3.3\ k\Omega$; $C_1 = 25\ \mu F$; $C_2 = 0.01\ \mu F$; $C_3 = 0.033\ \mu F$; $C_4 = 1.500\ pF$.

Il principio di funzionamento di un circuito base dei tempi di riga autooscillante è noto da molto tempo, ma tale circuito non aveva fin qui trovato pratica applicazione per difficoltà di «innesco» in assenza di impulsi di sincronismo. L'ostacolo è difficilmente aggirabile, in quanto il funzionamento del circuito base dei tempi è sempre determinato dallo stabilirsi di oscillazioni sinoidali, le quali non possono innescarsi a causa dell'eccessivo smorzamento introdotto sul circuito del trasformatore.

Il problema è stato risolto sfruttando il ritardo con il quale il catodo del diodo incrementatore raggiunge la temperatura di regime rispetto al catodo del tubo finale. Durante il breve intervallo intercorrente tra l'accensione completa del PL81 e quella del PY81 lo smorzamento suddetto risulta sufficientemente ridotto per dar luogo all'inizio delle oscillazioni.

2. - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO.

Il circuito utilizza un diodo incrementatore come è uso normale negli studi finali convenzionali. A prescindere dall'avvolgimento di reazione incluso nel circuito di griglia del PL81, il circuito base dei tempi di riga autooscillante rappresentato in fig. 1 è del tutto simile ai normali stadi finali, in modo che può essere sufficiente esaminare il contributo dovuto a tale avvolgimento.

Grazie ad esso, le tensioni prodotte ai capi dell'avvolgimento anodico del PL81 sono riportate sul circuito di griglia, col risultato di rendere autooscillante il tubo. L'avvolgimento anodico può essere considerato il primario di un trasformatore e l'avvolgimento di griglia il secondario.

Per comprendere il funzionamento di questo circuito, si può supporre che una corrente a dente di sega scorra attraverso il primario del trasformatore e le bobine di deviazione, in modo che ai capi di queste bobine si sviluppi una tensione rappresentabile con

$$V = -L \frac{di}{dt}$$

Tale tensione ai capi del primario del trasformatore riduce la tensione anodica del pentodo si da farla cadere sotto il ginocchio delle caratteristiche $I_a = f(V_a)$. Il fenomeno è illustrato in fig. 2, che rappresenta una famiglia di curve $I_a = f(V_a)$ con la tensione di griglia quale parametro. In fig. 2 si sono indicate tanto la tensione V_c sul condensatore incrementatore, quanto la tensione anodica in un istante arbitrario durante la scansione. Dalla figura si rileva che la tensione prodotta ai capi del trasformatore tra la presa anodica e la connessione al condenzatore incrementatore è uguale alla differenza $V_c - V_{a\ inst}$.

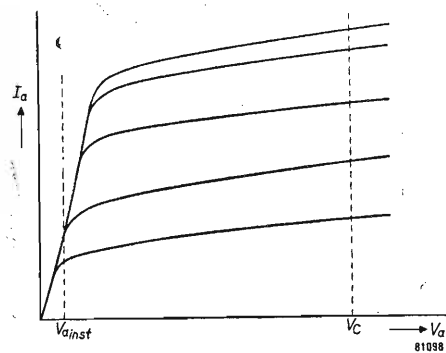



Fig. 2. - Famiglia di curve $I_0 = f(V_0)$ di un pentodo.

Durante la scansione viene pure indotta una tensione nell'avvolgimento di reazione del circuito della griglia controllo. Le connessioni sono tali per cui durante questo periodo, la griglia è positiva rispetto a massa. La corrente di griglia che ne nasce riduce il potenziale di griglia pressochè al potenziale catodico. Si può assumere che il potenziale di griglia rimanga pressochè costante durante l'intero periodo di scansione, con esclusione dell'ultimo tratto, come si vedrà più avanti. Poichè la tensione di schermo è costante e la corrente anodica del pentodo aumenta gradualmente durante la scansione, è pacifico che pure la tensione anodica deve aumentare. Il pentodo è regolato in modo che la resistenza interna sia molto bassa, così che un piccolo aumento della tensione anodica determini un grande aumento della corrente anodica (fig. 2). Tuttavia, quando la tensione anodica del pentodo aumenta, la tensione ai capi del primario del trasformatore diminuisce col risultato che la corrente che in esso scorre non può crescere in modo lineare col tempo. La deviazione da un dente di sega ideale è però abbastanza piccola in quanto la riduzione relativa della tensione ai capi del trasformatore è pure assai piccola.

Si è così visto che, durante la scansione, il punto di lavoro del pentodo è situato nella parte ripida della caratteristica $I_a = f(V_a)$ e che questo punto scorre lungo tale tratto in direzione del ginocchio. Quando viene raggiunto il ginocchio, la cui posizione dipende dalla polarizzazione del tubo, la resistenza interna del pentodo aumenta rapidamente. L'incremento di tensione anodica che è allora necessario per produrre un dato incremento di corrente anodica risulta molto maggiore di quello richiesto quando il tubo lavora nel tratto ripido della propria caratteristica. Poichè il potenziale anodico aumenta in tal caso con maggior rapidità, la tensione ai capi del trasformatore diminuisce considerevolmente e altrattento succede per la griglia controllo. La corrente anodica risulta ulteriormente ridotta e poichè l'effetto è autoesaltante il tubo è rapidamente interdetto e ha inizio il ritorno di riga.

La velocità di scorrimento del punto di lavoro del pentodo lungo la porzione rigida della caratteristica $I_a = f(V_a)$ quindi la frequenza della base dei tempi dipende dall'impendenza anodica del tubo. Impendenza che può essere considerata costituita da una induttanza pura con una resistenza in parallelo. Sia la corrente che scorre nella resistenza, che rappresenta il carico nel circuito anodico, sia la corrente che scorre nell'induttanza devono essere fornite dal pentodo. Il carico nel circuito anodico aumenta la corrente anodica e quindi la frequenza della base dei tempi. E' con ciò chiaro che la frequenza suddetta dipende non solo dall'induttanza del circuito anodico ma anche del carico anodico costituito dal circuito ad altissima tensione, dal circuito incrementatore, dalle bobine di deviazione oltre che dalle regolazioni di ampiezza e di luminosità. Per tale motivo è bene regolare il sincronismo alla massima luminosità.

Il ritorno della base dei tempi è convenzionale. Il potenziale anodico sale a valori elevati ma piochè la griglia scende a valori fortemente negativi, il tubo rimane interdetto. Alla fine del ritorno di riga, la corrente ricomincia a fluire nel diodo incrementatore e giacchè la griglia è tornata a un potenziale positivo il pentodo inizia nuovamente a condurre.

3. - CONDIZIONI DI PARTENZA.

Come si è detto il circuito descritto inizia automaticamente ad oscillare anche in assenza degli impulsi di sincronismo.

(*) *Electronic Application Bulletin, vol.* 15, *n.* 6 *giugno* 1954, *pag.* 69.

Il funzionamento ha inizio con una serie di oscillazioni sinoidali. Infatti finchè il diodo PY81 non ha raggiunto la condizione di accensione di regime, il circuito si comporta come un oscillatore *LC*.

Ma a partire dall'istante in cui la tensione istantanea ai capi del primario del trasformatore è divenuta tanto grande da rendere negativo il catodo del diodo incrementatore rispetto all'anodo, attraverso al diodo inizia a scorrere una corrente e la tensione ai capi del primario del trasformatore rimane costante. Perciò nell'avvolgimento si stabilisce una corrente gradualmente crescente e la base dei tempi si « innesca » secondo lo schema sopra tracciato.

L'esame della variazione dello smorzamento introdotto dal carico sul circuito del trasformatore durante il periodo di accensione del pentodo porta alle seguenti constatazioni. Durante i primi 60 secondi l'impendenza di carico diminuisce e raggiunge circa i 500 Ω. In questo intervallo lo smorzamento (espresso in mA/V) rimane basso ma poichè la mutuaconduttanza del PL81 è ancora troppo bassa non può avere inizio oscillazione alcuna. Tuttavia nell'intervallo di tempo tra 85 e 95 secondi l'impendenza anodica torna a salire (fino circa 1000 Ω) e lo smorzamento a diminuire a un valore (circa 1 mA/V) per il quale può aver inizio il fenomeno oscillatorio, risultando soddisfatte la ben nota condizione di autooscillazione:

$$-StZ_a \geq 1,$$

in cui S è la mutuaconduttanza effettiva del pentodo, t il rapporto spire tra il circuito anodico e il circuito di griglia e Z_a l'impendenza di carico del pentodo,

Ad una $Z_a = 1$ kΩ, supposto $S = 12$ mA/V, deve essere $t \geq 1 : 12$. Per sicurezza si è fatto $t = 1 : 8$. La frequenza delle oscillazioni così prodotte è determinata dalla induttanza e dalla capacità proprie del circuito anodico del pentodo. L'intervallo di tempo utile all'effetto dell'inizio delle oscillazioni viene aumentato prevedendo un gruppo (R_2 C.) di polarizzazione nel circuito catodico del PL81.

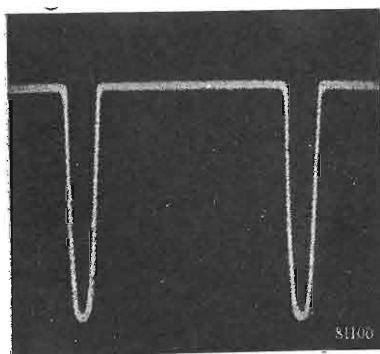



Fig. 3. - Oscillogramma della tensione di griglia controllo del pentodo PL81.

4. - SINCRONIZZAZIONE.

Gli impulsi di sincronismo, ad andamento negativo, vengono applicati al terminale inferiore della bobina di reazione nel circuito di griglia del PL81. La fig. 3 mostra l'andamento della tensione sulla griglia controllo in funzione del tempo. I picchi hanno ampiezza di circa 300 V. Si tenga però presente che al terminale inferiore della bobina di reazione essi sono molto più piccoli d non possono influire sul funzionamento del separatore di sincronismo. La fig. 3 dà l'impressione che la tensione di griglia rimanga costante durante la scansione. Così non è, in realtà essa varia leggermente. Per maggior chiarezza l'oscillogramma di fig. 3 è ridisegnato, in scala maggiore, in fig. 4. La curvatura visibile è dovuta al fatto che la corrente di deviazione non aumenta linearmente nel tempo, cosicchè la corrente a dente di sega nelle bobine di deviazione risulta leggermente ridotta all'inizio e verso la fine della scansione, ciò che è particolarmente utile nei tubi a r.c. con schermo piatto.

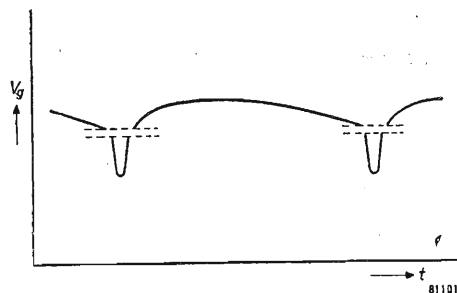



Fig. 4. - Come in fig. 3, ma ridisegnato in scala maggiore.

La frequenza della base dei tempi è ritoccata agendo su R_2, che determina il valore della corrente di griglia e pertanto la tensione negativa di griglia alla fine della scansione. Quando il potenziale di griglia alla fine della scansione è reso più negativo, il ginocchio della caratteristica $I_a = f(V_a)$ è raggiunto più rapidamente, in quanto il ginocchio si trova in tal caso in un spunto che corrisponde ad un valore più basso della corrente anodica gradualmente crescente (fig. 2). Poichè il ritorno inizia con un certo anticipo, la durata della scansione diminuisce o, in altre parole, la frequenza della base dei tempi aumenta. L'opposto succede se il potenziale di griglia è reso meno negativo.

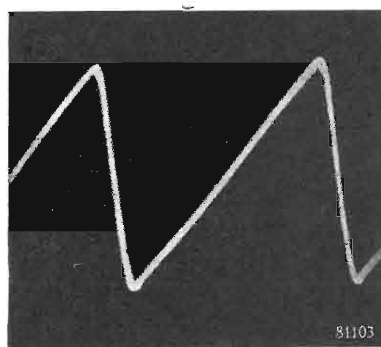



Fig. 5. - Oscillogramma della corrente negli avvolgimenti di deviazione.

La frequenza della base dei tempi non dipende unicamente dalla tensione di griglia, ma anche dalle tensioni anodica e di schermo, per cui le variazioni di tensione e di corrente all'inizio del ritorno di riga risultano un po' più complesse di quanto ora detto. Ma dal momento che esse non hanno conseguenza sulla sincronizzazione, il fenomeno può essere ignorato. Si deve inoltre aggiungere che la variazione di ampiezza del quadro, determinata dalla regolazione della frequenza della base dei tempi, è inferiore a quanto ci si potrebbe attendere, proprio grazie all'influenza delle tensioni anodica e di schermo che bilanciano le variazioni di ampiezza.

La sincronizzazione del circuito è efficace, in quanto il pentodo risulta insensibile a fischi disturbanti durante la maggior parte della scansione.

5. - PARTICOLARI DEL CIRCUITO.

5. 1. - Circuito incrementatore.

Dal momento che il circuito base dei tempi di riga è fornito di un diodo incrementatore, esso risulta particolarmente conveniente nei ricevitori senza trasformatore di alimentazione e nei ricevitori a bassa tensione di alimentazione. Si è usato il PY81 in quanto il tempo di accensione del suo catodo è leggermente superiore a quello del PL81.

5. 2. - Circuito di reazione.

Nel progetto del circuito di reazione si è avuta cura che l'ondulazione presente nel circuito ad altissima tensione non ritornasse sulla griglia del pentodo, in quanto ciò altererebbe il funzionamento della base dei tempi. Ciò è evitato accoppiando strettamente la bobina S_1 alle bobine S_2-S_4 (fig. 1). Per questa ragione S_1 è avvolta per prima e interamente coperta da S_2-S_4. Infatti l'ondulazione delle tensioni ai capi di queste bobine è notevolmente inferiore di quella della tensione ai capi di S_5.

5. 3. - Circuito ad altissima tensione.

Il trasformatore comprende un avvolgimento di altissima tensione S_5 dal quale è prelevata la tensione di accelerazione del tubo a r.c. La tensione rettificata dal diodo EY51 è di 13 kV ad una corrente di 100 μA.

6. - PRESTAZIONI.

Il circuito qui descritto è stato montato in diversi ricevitori e sottoposto a prove rigorose durante le quali la base dei tempi non ha mai mancato di partire automaticamente. Le prestazioni del circuito sono risultate soddisfacenti ed equivalenti a quelle dei circuiti convenzionali fin qui utilizzati. La fig. 5 mostra un oscillogramma della corrente nelle bobine di deviazione. La linearità risulta molto buona; in pratica entro il ± 3 %.

7. - VALORI DEGLI ELEMENTI CIRCUITARI.

Entro le tolleranze di costruzione dei gioghi di deviazione l'altissima tensione può variare di circa 1 kV per piena scansione di un tubo MW43-64.

Di seguito vengono riportati i valori di alcune grandezze misurabili in corrispondenza a tre diverse tensioni di alimentazione, per una corrente di fascio pari a 100 μA.

Alimentazione	195	205	215	V
I_k media di PL81	90	95	102	mA
I_k picco di PL81	250	263	275	mA
I_{g2} media di PL81	13.2	13.8	15.2	mA
I_{g2} picco di PL81	20	21	23	mA
I_a media di PL81	78	82	87.5	mA
Tens. incremen.	530	555	580	V
Altissima tens.	12.3	13	13.7	kV
Cor. di deviazione	770	800	830	mA

8. - COMPONENTI CIRCUITALI.

8. 1. - Bobine di deviazione.

Bobine di deviazione di riga 12.8 mH e 7.5 Ω. Bobine di deviazione di quadro 30 mH e 18.5 Ω.

8. 2. - Trasformatore di uscita.

Il nucleo è formato da due gioghi di ferroxcube tipo Philips 56907 26/IIIC. Gli avvolgimenti sono i seguenti: $S_1 = 100$; $S_2 = 325$; $S_3 = 265$; $S_4 = 240$; $S_1 = 900$; $S_6 = 3$ spire, rispettivamente.

Gli avvolgimenti da S_1 a S_4 sono di filo di rame smaltato con copertura di seta 28/100, avvolti a onda (ingranaggi della bobinatrice scelti 28/60 × 34/80) su una larghezza di 30 mm. L'avvolgimento S_1 è avvolto per primo e coperto dagli avvolgimenti S_1-S_4.

S_5 è di filo di rame smaltato con copertura di seta 1/10, avvolto ad onda (ingranaggi scelti 59/60 × 80/40). S_6 è di cavo ad alto isolamento, avvolto a mano sulla stessa gamba del nucleo su cui sono avvolti S_1-S_4.

8. 3. - Regolatore di linearità.

E' la bobina L_1 avvolta su un bastoncino di ferroxcube. Il nucleo è premagnetizzato mediante un magnetino permanente di ticonal. La premagnetizzazione è resa variabile agendo sul traferro tra magnete e bastoncino. L'avvolgimento è formato da 350 spire di rame smaltato con copertura seta 35/100, su 10 strati lunghi 16 mm ciascuno. Il nucleo ha diametro di 2.5 mm e lunghezza di 30 mm, tipo Philips 56 681 71/IVC. Il magnete è formato da un cilindretto di ticonal con diametro di 5 mm e lunghezza di 25 mm (tipo Philips 3C00124). L'induttanza è variabile tra 0.6 e 1.5 mH.

8. 4. - Regolatore di ampiezza.

E' costituito da L_2 avvolto su un supporto circondante un nucleo mobile di ferroxcube. Sono 220 spire di filo di rame smaltato 35/100, su una lunghezza di 20 mm. Il supporto è di fibra con diametro interno di 6.3 mm esterno di 8 mm e lunghezza di 70 mm, con una fessura lunga 40 mm. Il nucleo è un tubo di ferroxcube con diametro interno 3 mm, esterno 6 mm e lunghezza 30 mm (tipo Philips 56 062 49/IVC).

(Scanner)

Pencil tubes Raytheon

Sono disponibili sul nostro mercato i « pencil tubes » della Raytheon (*). Si tratta di particolari tubi per alte frequenze impiegati in radiosonde e apparecchiature similari. La Raytheon ne annuncia quattro tipi diversi: il CK 5675, amplificatore-oscillatore locale per frequenze fino a 3000 MHz con potenza d'uscita di 475 mW a 1700 MHz (tensione anodica max 165 V, corrente anodica max 24 mA); il CK 5794, oscillatore per radiosonde a frequenza di accordo fissa (1680 MHz) con una potenza di 500 mW (tensione anodica max 30 mA); il CK 5876, amplificatore RF, moltiplicatore di frequenza fino a 1700 MHz con potenza di uscita di 5W a 500 MHz (tensione anodica max 360 V, corrente anodica max 25 mA); il CK 5893, oscillatore in regime impulsivo di placca, amplificatore con potenza di picco di 1200 W e per frequenze fino a 3300 MHz (tensione anodica di picco 1750 V, corrente anodica di picco 3A).

(*) *Rappresentante esclusva per l' Italia SIRPLES, di Milano.*

nel mondo della TV

La TV in Russia

sta sviluppandosi in modo sorprendente. Il numero di 300.000 televisori dello scorso anno è stato quest'anno portato a 600.000.
I programmi sono ricchi e interessanti particolarmente nei film i cui produttori sono obbligati per legge a trasmetterli tutti almeno una volta per TV.

La Danimarca

si sta anch'essa attrezzando per un servizio regolare di TV che sarà completato entro il 1956 con 3 stazioni emittenti: a Copenhague, Odensca, e Aarhus. Potenza 5 kW; costruzione Marconi.

In Spagna

la TV è ancora allo stato sperimentale. Due piccoli trasmettitori; uno a Madrid ed uno a Barcellona irradiano di quando in quando delle emissioni di film propagandistici dell'Azione Cattolica. Nessun piano concreto è stato fatto sinora.

Negli U. S. A.

la TV è tutt'ora in pieno sviluppo. Gli utili finanziari dell'anno 1953 furono del 23 % superiori a quelli del 1952. La cifra accertata è infatti di oltre 68 milioni di dollari e per la prima volta ha superato gli utili della Radio. Si pensi che ancora nel 1950 la TV era deficitaria.
Nei sei anni (dal 1948 al 1953) l'introito lordo della vendita dei programmi pubblicitari è passata da 9 milioni di dollari a 431 milioni di dollari.

La concorrenza della produzione dei televisori

è divenuta negli U.S.A. assillante e feroce. Si registrano crolli di prezzi veramente impressionanti.
Televisori da 21 pollici sono offerti ad un prezzo equivalente a 100.000 lire italiane.
I circuiti sono semplificati sino a ridurli a 15 e 17 valvole (in certi casi anche a scapito della qualità e dell'efficienza) con speciali sistemi di montaggio rapido a basso costo. Si stanno adottando anche i cosidetti circuiti stampati.
Anche i tubi catodici riducono il loro prezzo: oggi si può acquistare un tubo da 21 pollici allo stesso prezzo del 17 pollici dello scorso anno.
In questo campo però non si registra un regresso qualitativo, ma bensì un progresso perchè ad esempio il processo di illuminazione dello schermo è divenuto ormai corrente con evidente beneficio della luminosità e del contrasto.

Il Giappone possiede ora due emittenti TV:

Osaka e Nagoya. Sono di costruzione americana da 5 kW di picco. I televisori sono oggi importati dagli U.S.A.; vi sono però due note Ditte costruttrici di materiale radio che si stanno attrezzando per una produzione locale.

La prima emittente TV africana

quella di Casablanca, funziona regolarmente dallo scorso Febbraio. Questa emittente è gestita dalla TELMA, una società privata che possiede il monopolio delle trasmissioni radio e televisive.
Le future emittenti TV africane potranno felicemente ispirarsi allo statuto della TELMA che è stato a suo tempo lungamente discusso.
Per poter servire sia la popolazione araba che quella francese, le emissioni video sono accompagnate da due distinte emissioni audio una in francese ed una in arabo. Speciali filtri nei televisori possono sciegliere una delle due emissioni.

Una macchina televisiva della British Broadcasting Corporation in azione durante la tramissione televisiva di un documentario della serie «Il mondo è nostro», la quale tratta i problemi mondiali che sono urgente interesse delle Nazioni Unite.

I Radiodisturbi

Lampade fluorescenti, lampade al neon, motori a scoppio, semafori, frigoriferi, rasoi elettrici, elettrodomestici in genere e, buon ultime, alcune difettose emissioni di stazioni d'amatore sono le origini più comuni dei disturbi.

di Curzio Bellini

IN ITALIA è in vigore una legge che impone l'obbligo di eliminare i disturbi radio prodotti da motori, lampade fluorescenti, insegne al neon, ecc.
Chiunque nella ricezione di emissioni di radiodiffusione circolare viene infastidito da disturbi di origine industriale o BCI e TVI può richiedere l'intervento di un tecnico per individuare l'origine del disturbo e farlo cessare; sarà sufficiente scrivere all'apposito ufficio di consulenza tecnica istituito molto opportunamente dalla RAI.
Poichè l'utente del servizio radio e televisivo pagando un congruo canone di abbonamento stipula un regolare contratto con la società distributrice ne deriva che deve essere posto in grado di ricevere regolarmente e bene i programmi trasmessi.
La RAI, alla quale è affidato in Italia il monopolio delle emissioni radiotelevisive si è fatta parte diligente, appoggiandosi all'attuale legislazione in materia, per eliminare al massimo le fonti di disturbo.
Presso ogni sede della RAI esiste un apposito ufficio tecnico attrezzato con mezzi adeguati (ricevitore ad OM con antenna direttiva a telaio) per la radiolocalizzazione dei disturbi: un tecnico interviene infatti gratuitamente per individuare la sorgente del disturbo su semplice segnalazione dell'utente.

Origini più comuni del disturbo sono le lampade fluorescenti, le lampade al neon, i motori a benzina, i semafori, i frigoriferi, i rasoi elettrici e buon ultime alcune difettose emissioni di stazioni radiantistiche.
Se si dovesse stabilire una graduatoria dovremmo mettere in testa le lampade fluorescenti a causa della loro notevole diffusione.

Purtroppo oggi possono verificarsi incongruenze del genere: i disturbi prodotti da una condotta elettrica a 200 kV vengono eliminati in brevissimo tempo nonostante le spese notevoli e gli intralci al servizio che la Società erogatrice deve affrontare, mentre il crepitio molesto prodotto da una « topolino » non lo potrà fermare nessuno quantunque la spesa per eliminarlo sia modestissima.

In America gli automezzi delle migliori marche escono dalle fabbriche completi di dispositivi antiparassitari, non si riesce a capire il motivo per cui anche in Italia non si sia pensato di agire di conseguenza, specie poi se si tiene presente che la spesa relativa si riduce ad un'inezia qualora l'installazione degli antiparassitari venga effettuata sulla normale catena di montaggio in serie.

Per poter raggiungere risultati positivi sarebbe necessario che la legge contro i disturbi alle radioaudizioni anzichè avere un effetto repressivo avesse un'azione preventiva obbligando le case produttrici a dotare i loro prodotti di una efficace schermatura antiparassitaria.

Nelle aree urbane, in special modo alla sera, il disturbo medio si aggira su S5-S7: cioè produce intensità di campo pari a quelle indotte dalla media delle stazioni di radiodiffusione europee, col risultato di diminuire nel pubblico degli ascoltatori l'interesse per la radio, aumentandone la eccitazione nervosa.
Una soluzione sufficientemente raccomandabile consiste nel dotare il proprio ricevitore di un semplice dispositivo antidisturbo automatico del tipo qui sotto riportato:

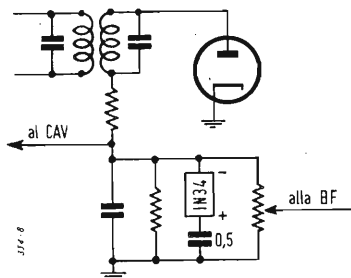
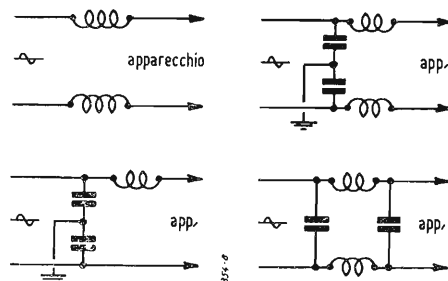



Fig. 1. - Semplice dispositivo antidisturbo automatico.

Per i lettori che volessero provvedere a silenziare di loro iniziativa alcune sorgenti di disturbi, per gli installatori e radioriparatori che desiderino assicurare al cliente una buona ricezione elenchiamo qui di seguito le principali fonti di disturbo ed il relativo sistema antiparassitario.
Poichè non tutti i disturbi sono di origine esterna o industriale, conviene che l'installatore sappia discernere subito se si tratta di disturbi di origine atmosferica, interna del radioricevitore, o esterna di origine industriale.
Si hanno infatti: ronzii, fischi, rumori di fondo o soffio, crepitii, rumori intermittenti, le cui cause si identificano osservando la durata, l'intensità, la tonalità, la cadenza e il ritmo del disturbo.
La prima prova per l'identificazione consiste nello staccare la presa di terra e di antenna, ponendo tra le prese terra-antenna dell'apparecchio un condensatore da 1 microfarad; se i disturbi cessano è segno che le cause sono esterne all'apparecchio, se continuano si può pensare che sono provocate da qualche componente difettoso dell'apparecchio ricevente.
Quando le cause sono esterne all'apparecchio, attraverso il tipo del disturbo si può giungere ad identificarne la sorgente, così per esempio:
I *fischi* sono causati generalmente da un battimento prodotto da stazioni che trasmettono con frequenza troppo vicina a quella della stazione che si ascolta oppure da reirradiazione di ricevitori vicini.
I *disturbi continui* della durata di alcuni secondi sono dovuti a motori o generatori a corrente continua od alternata.
I *disturbi intermittenti* sono causati per lo più da scintillamento, e attraverso la loro cadenza si può trovare la causa iniziale del disturbo. Tipici quelli da cattiva messa a massa.
Se si nota una *periodicità regolare* si tratta generalmente di un interruttore automatico sul tipo di quelli che accendono e spengono continuamente le insegne luminose, i semafori, ecc.
Esistono poi *rumori complessi* sommanti i disturbi prodotti dai motori e dagli interruttori ecc.
Invece i *disturbi atmosferici* si fanno conoscere sotto forma di brusii, sibili, crepitii più o meno regolari.
Si è notato alcune volte in stazioni radio militari o commerciali che durante il maltempo oppure in periodi di forte vento la ricezione veniva ostacolata da continue scariche e crepitii, ciò era dovuto ad una imperfetta messa a massa dei tralicci reggi antenne e dei controventi, sopratutto quando questi ultimi non sono sufficientemente intercalati da isolatori.
Dànno brusii continui le lampade ad arco mentre i tubi fluorescenti a volte provocano fastidiosi ronzii; un fastidioso primato nella serie dei crepitii è detenuto dai convertitori statici per la carica di accumulatori.
I campanelli sono facilmente identificabili per il loro ritmo abbastanza lento che genera un crepitio breve, così pure dicasi per gli accenditori elettrici di gas.
Disturbi riservati alle onde corte vengono prodotti dalle scintille nelle candele nei motori a benzina.
In questi ultimi anni poi con l'intensificarsi della diffusione degli apparecchi per diatermia è stato classificato un altro fastidioso disturbo prodotto da questi elettromedicali: esso è molto spesso di intensità così grande da coprire le emissioni delle stazioni locali di radiodiffusione.
Le lampade a raggi ultravioletti generano un disturbo meno violento sotto forma di soffio.
Per diminuire od eliminare i disturbi provenienti via rete di alimentazione occorre interporre tra la rete ed il ricevitore un filtro del tipo illustrato tra i seguenti:

Esempi di filtri da interporre tra rete e apparecchio ricevente onde attenuare i disturbi provenienti da quella.

Impiegare condensatori di valore compreso tra 5000 pF e 1 μF con tensioni di prova dell'ordine di 1.500 o 2000 V.
Induttanze da 100 a 150 spire di filo da 1 mm su tubo da 3 ÷ 4 cm di diametro tenendo presente però che la sezione del filo è in funzione della corrente circolante.

*

tubi e transistori

Un klystron reflex

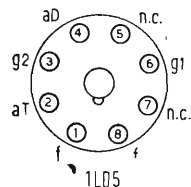
La Varian Associates annuncia di aver iniziato la costruzione di un nuovo klystron reflex: il VA-94. E' un oscillatore locale a bassa tensione, robusto e compatto, progettato per utilizzazione in missili e radar nella gamma di frequenze comprese tra 16.000 e 17.000 MHz. A un potenziale di 300 V, il klystron VA-94 fornisce un minimo di 20 mW con 55 MHz di larghezza di banda trovando ampia utilizzazione in circuiti convertitori e di misura. Dimensioni e peso ridotti (50 × × 30 × 30 mm, 110 gr) nonchè microfonicità limitata anche se sottoposto a vibrazioni (fino a 10 g) e urti (150 g) caratterizzano il klystron VA-94.

Condizioni tipiche di funzionamento sono le seguenti:

Frequenza	16.2	16.7	kMHz
Tens. risonatore	300	300	V
Cor. risonatore	38	38	mA
Tens. riflettore	—145	—155	V
Uscita (per. r.o. s. 1,1)	40	40	mW
Gamma di acc.	85	65	MHz

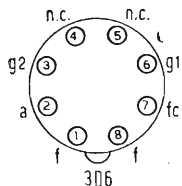
AGGIORNAMENTO FIVRE

Diodo pentodo 1LD5

Progettato per l'uso come rivelatore e amplificatore AF nei ricevitori portatili o comunque alimentati con batteria, anche con tensioni relativamente ridotte. Catodo a riscaldamento diretto. Accensione: 1.4 V a 50 mA.
C_{g1P} = 3.2 pF; C_{aP} = 6 pF; C_{aPg1P} = = 0.18 pF.

Caratteristiche tipiche (amplificatore in classe A)

V_a	45	90	V
V_{g1}	0	0	V
V_{g2}	45	45	V
I_a	0.55	0.6	mA
I_{g2}	0.12	0.1	mA
S	0.55	0.575	mA/V
R_i	0.9	0.75	MΩ

Valori limite

V_a = 110 V; V_{g2} = 50 V; Massima caduta interna del diodo per una corrente di 0.5 mA = 10 V.

Tetrodo a fascio 3D6

Amplificatore AF in classe A_1 e amplificatore RF in classe *C*. Catodo a riscaldamento diretto. Accensione: 1.4 V a 220 mA oppure 2,8 V a 110 mA.

C_{g1} = 7.5 pF; C_a = 5.5 pF (senza schermo); C_{ag1} = 0.3 pF.

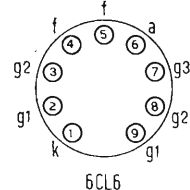
Caratteristiche tipiche (amplificatore in classe A)$_1$

V_a	90	135	150	V
V_{g1}	— 4.5	— 4.5	— 4.5	V
V_{in}	3.2	3.2	3.2	V_{eff}
V_{g2}	90	90	90	V
I_a	9.5	9.8	9.9	mA
I_{g2}	1.6	1.2	1.0	mA
S	2.4	2.4	2.4	mA/V
R_L	8	12	14	kΩ
d	5	5	5	%
W_u	0.27	0.5	0.6	W

Valori limite

V_a = 180 V; V_{g2} = 135 V; W_a = 4.5 W; W_{g2} = 0.9 W; I_k = 30 mA.

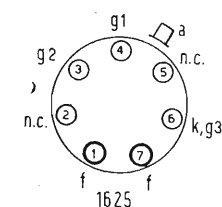
Pentodo 6CL6

Pentodo amplificatore di potenza, amplificatore finale video, amplificatore a larga banda. Accensione: 6.3V a 650 mA.
C_{g1} = 11 pF; C_a = 5.5 pF C_{ag1} = 0.12 pF.

Caratteristiche tipiche (amplificatore AF e VF)

	classe A_1	video (4MHz)	
V_a	250	300	V
V_{g1}	—3	—2	V
V_{in}	2.1	3*	V_{eff}
V_{g2}	—	300	V
V_{g2}	150	—	V
R_{g2} ½	—	24	kΩ
I_a	30	30	mA
I_{g2}	7	7	mA
S	11	—	mA/V
R_L	7.5	3.9	kΩ
d	8	—	%
W_u	2.8	—	W
V_u	—	132*	V

* Valori picco-picco.

Valori limite

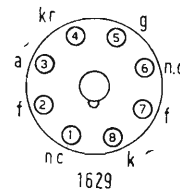
V_{ao} = 300 V; V_a = 300 V; W_a = 7.5 W; V_{g20} = 300 V; W_{g2} = 1.7 W; V_{kf} = = 90 V.

Tetrodo a fascio 1625

E' una versione a 12,6 V di accensione del noto tubo 807. E' adatto come oscillatore RF, amplificatore di potenza RF e moltiplicatore di frequenza.

Indicatore di sintonia 1629

E' una versione a 12.6 V di accensione del tubo 6E5GT. E' adatto come indicatore di sintonia in apparati riceventi o di controllo. La sezione triodo è a interdizione ripida e in qualità di amplificatore si presta all'amplificazione dei segnali di piccola ampiezza.

Gli aggiornamenti relativi ai tubi 1LD5, 3D6, 6CL6, 1625 e 1629 sono stati comunicati dalla FIVRE per l'ultimo trime-

stre 1954. Contemporaneamente è stato comunicato un elenco di fogli da inserire nel Manuale Tubi Riceventi FIVRE e uno da eliminare.

---

notiziario industriale

(*segue da pag.* 322)

la tensione di 1,1 volt per elemento, si può formare zinco metallico nell'elettrolito, con pericolo di corti circuiti tra gli elettrodi. Per ciò appare problematica l'applicazione di simili batterie in circuiti dotati di generatore in tampone (sistema di carica usato sugli autoveicoli, in centrali telefoniche ecc.).

2) La tensione come appare dai diagrammi di scarica si mantiene elevata nel primo tratto della caratteristica di scarica (1,7 volt medi), poi scende a 1,5 volt medi e vi si mantiene a lungo.

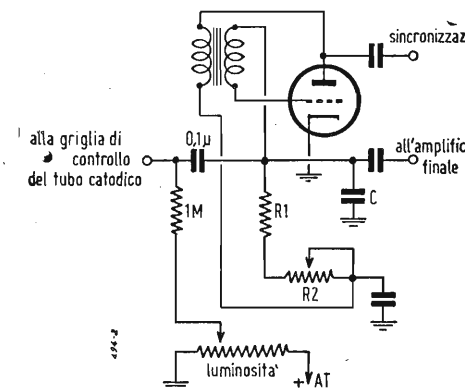
Questo comporta qualche problema per l'accensione ad esempio di delicati filamenti di tubi elettronici.

Tuttavia l'elemento zinco-argento rappresenta un notevole progresso nell'accumulazione dell'energia elettrica.

(dott. ing. Guido Clerici)

Assistenza TV

(*segue da pag.* 328)

segnali sincronizzanti ed alla polarizzazione del tubo catodico, le tracce di ritorno verticale erano sovente visibili (5 o 6 righe luminose inclinate attraverso lo schermo).

Abbiamo già altre volte illustrato in queste stessa rubrica le modalità per introdurre una autosoppressione dei ritorni. Comunque riproduciamo qui uno dei molti circuiti adatti allo scopo derivato da un oscillatore bloccato.

(A. Banfi)

La Direzione della Rivista si associa al cordoglio del Consulente tecnico dott. ing. Alessandro Banfi e Famiglia, per la perdita del suocero, Sig. **Vittorio Testa.**

Indice della XXVI Annata

Televisione

Circuiti

Corrispondenze

Tecnica applicata

Rassegna della stampa

Notiziario industriale

Per una sempre maggiore comodità di ascolto dei programmi radio - televisivi

Non è raro il caso in cui si debba ascoltare la radio o la televisione mentre un familiare riposa nella stanza. Il timore di arrecargli fastidio ci impedisce così di godere del tanto atteso programma di musica, ovvero di udire lo svolgimento della partita in cui è impegnata la squadra prediletta, ovvero ancora di seguire il commento sonoro di un film trasmesso per televisione. Un problema ancora più spinoso è quello dell'ascolto della radio o del televisore da parte del debole di udito. Qui il problema è aggravato dal fatto che il debole di udito non può ascoltare i programmi sonori che quando il volume dell'apparecchio è spinto al massimo o quasi, e ciò comporta sempre un notevole fastidio per i familiari e i vicini di casa che sono costretti ad udire il frastuono della radio «a tutto volume ».

Fortunatamente a tutto ciò vi è oggi un rimedio grazie all'

ADAPHONE

l'adattatore acustico per apparecchi radio e per televisori che consente di seguire i programmi *al livello sonoro desiderato, ma senza che ciò possa causare alcun disturbo ai familiari.*

L'ADAPHONE viene posto su un bracciolo della poltrona o sul tavolo, mentre una piccola manopola permette di scegliere il volume sonoro più conveniente.

L'apparecchio, di semplicissimo uso, consente una estrema chiarezza nell'ascolto. I rumori che si producono nella stanza non vengono raccolti dall'ADAPHONE, che incorpora inoltre un

controllo automatico di volume

atto a « comprimere » le intensità troppo elevate smorzando automaticamente i suoni che potessero dare fastidio all'ascoltatore.

L'ADAPHONE non consuma batterie, nè corrente elettrica, nè valvole termoioniche, nè abbisogna di manutenzione alcuna. Il costo di funzionamento è quindi *zero!*

L'ISTITUTO MAICO PER L'ITALIA, distributore per l'Italia dei famosi MAICO, apparecchi acustici per deboli di udito, è a vostra completa disposizione per preventivi ed ogni delucidazione.

ISTITUTO MAICO PER L'ITALIA

MILANO - Piazza della Repubblica N. 18 - Tel. 61.960 - 632.872 - 632.861

Agenzie Maico in Italia:

TORINO - Corso Magenta 20 - tel. 41.767; BRESCIA - Via Solferino, 28 - tel. 46.09; NOVARA - Piazza Gramsci, 6; PADOVA - Via S. Fermo, 13 - tel. 26.660; TRIESTE - Piazza Borsa, 3 - tel. 90.085; GENOVA - Piazza Corvetto, 1-4 - tel. 85.558; BOLOGNA - Via Farini, 3 - tel. 25.410; FIRENZE - Piazza Salterelli, 1 - tel. 298.339; ROMA - Via Romagna, 14 - tel. 470.126; NAPOLI - Corso Umberto, 90 - tel. 24.961-28.723; PALERMO - Via Mariano Stabile, 136 - Palazzo Centrale - 1° piano - tel. 13.169; CAGLIARI - Piazza Jenne, 11. Dep. Farmacia Maffiola; BARI - Piazza di Vagno, 42 - tel. 11.356; CATANIA - Viale XX Settembre, 11; ANCONA - La Sanitaria, Viale della Vittoria, 2-9 - tel. 48.24.

RAPPRESENTANZE ELETTROTECNICHE INDUSTRIALI

CORSO MAGENTA 84 - TELEFONO 49.62.70

PER I VOSTRI IMPIANTI **TELEVISIVI**

Piattina in Politene 300 - Ohm "R. C. R.,,

ISOLAMENTO SPECIALE - LUNGA DURATA - RICEZIONE PERFETTA

Sconti speciali alle ditte installatrici

A richiesta si inviano listini e campioni di cavi per TV
Conduttori elettrici e materiali isolanti

PER PRONTA CONSEGNA DAGLI STATI UNITI: **TUBI CATODICI**

dei maggiori fabbricanti Americani - GARANTITI di I° qualità - Ogni tipo della più aggiornata Produzione compresi ALLUMINATI e con angolo di deflessione 90°.

Forniamo anche: VALVOLE - PARTI PER **TV** - STRUMENTI DI MISURA - TELEVISORI -

Alcune delle Case in esclusiva per l'Italia:

COMMERCIAL: QUICK-STARTERS
DETECTO: Bilancie
F. M. E.: Registratori a nastro
GUTHMAN: Parti per Televisori
SYLVANIA: Frullini (Waring-Blendor)
TRIPLETT: Strumenti di misura
HOOCKER; Chimici Industriali
SYLVANIA: Condizionatori d'aria

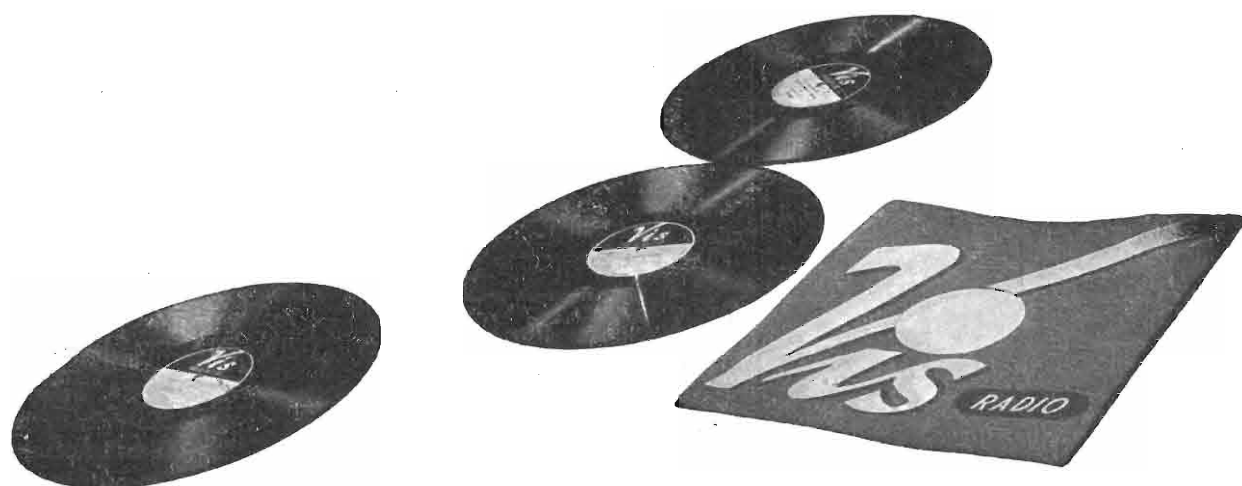
Interpellateci per Vostri acquisti in U. S. A. su vostre licenze d'importazione

Milano Brothers 250 West.57th Street
New York, 19, N. Y. - U. S. A.

Ufficio Propaganda Aldo Milano
Via Fontana, 18 - Tel. 585.227 - Milano

VIS RADIO

IL PIU' VASTO ASSORTIMENTO DI

DISCHI
RADIORICEVITORI
CHASSIS
RADIOFONOGRAFI
FONOBAR
DISCOFONI
TELEVISORI

NAPOLI - CORSO UMBERTO I°, 132 - TELEFONO 22.066
MILANO - VIA STOPPANI, 6 - TELEFONO 220.401

Officine Elettromeccaniche ING. GIUSEPPE GALLO Milano Via Ugo Bassi, 23

Telefoni 694.267 - 600.628 Telegr. LEONGALLO

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - CORSO SEMPIONE, 6 - MILANO - UNIONE TIPOGRAFICA Via Pace